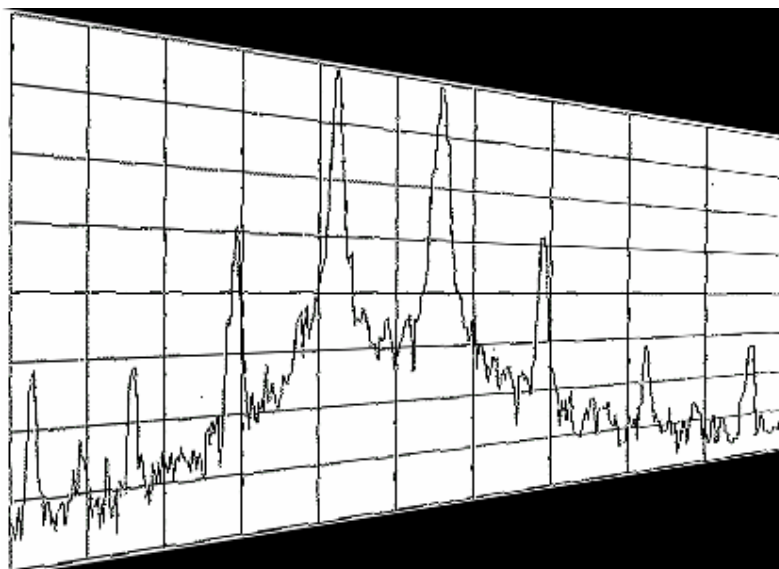




***José Pedro
Mateiro Matias
Borrego***

**Estudo do Impacto da Distorção Não Linear
Na Gestão do Espectro Radioelétrico**





***José Pedro
Mateiro Matias
Borrego***

**Estudo do Impacto da Distorção Não Linear
Na Gestão do Espectro Radioelétrico**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho, Professor Associado, do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

O júri

Presidente

Professor Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos

Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Arguente

Doutor Engenheiro José Amândio Pinto Ventura

Director de Engenharia da Media Capital Rádios

Orientador

Professor Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho

Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Agradecimentos

Gostaria de expressar os meus agradecimentos a todos aqueles que, de uma forma ou de outra, contribuíram para que esta dissertação de Mestrado fosse hoje realidade.

Ao ICP – Autoridade Nacional de Comunicações, pelo financiamento e facilidades concedidas na realização deste trabalho.

Ao Prof. Doutor Nuno Borges de Carvalho, meu Orientador, pelos ensinamentos transmitidos, pelo incentivo, disponibilidade e orientação que me prestou ao longo da dissertação.

A todos os colegas, pela experiência e profissionalismo demonstrados no dia-a-dia, e que muito contribuíram para enriquecer o trabalho aqui apresentado.

Aos meus amigos, em particular à Yolanda, pela motivação e apoio.

E, de uma forma muito especial, aos meus pais, irmã, e a toda a minha família.

É a todos vós que dedico esta minha dissertação.

José Pedro Borrego

Palavras-Chave

Distorção, intermodulação, PIM, interferência, espectro radioelétrico, RF, não linearidade.

Resumo

Com os sistemas de comunicação via rádio a assumirem um papel crucial na vida das sociedades modernas, rapidamente se assistiu a um profundo crescimento, quer do número de estações de radiocomunicações, quer da quantidade de frequências utilizadas. Muitas das vezes, no mesmo local ou *'site'*.

Nestes ambientes radioelétricos, onde coexistem diversos transmissores e receptores, é comum surgirem problemas de interferência, que não advêm de fontes perturbadoras externas, mas sim de fenómenos não lineares que afectam os equipamentos de RF ali existentes, e que contribuem para a degradação dos sinais a transmitir/receber ou, em última análise, para a geração de conteúdo espectral sem qualquer interesse, que ocupa recursos indevidamente.

Muitos destes fenómenos têm particular relevância em locais com uma forte densidade de meios rádio, onde são radiadas elevadas potências, podendo ocorrer nos transmissores, nos receptores, ou até mesmo em componentes passivos.

Esta dissertação pretende endereçar, de uma forma geral, a problemática da distorção não linear, devotando particular atenção à intermodulação passiva (PIM). Em complemento, serão ainda explanados alguns fenómenos não lineares observados em situações reais no terreno, em Portugal, através de uma análise técnico-científica das situações em causa.

Keywords

Distortion, intermodulation, PIM, harmful interferences, radio spectrum, RF, nonlinearity.

Abstract

The radiocommunication systems play a crucial role in the life of modern societies, having a direct impact on the vigorous growth of the number of RF stations and allocated frequencies. Often, in the same site.

In such radio environments, where several transmitters and receivers are sharing a common place, it is usual to observe harmful interferences, due to nonlinear phenomena in local RF devices, and not because of external interfering sources. Nonlinear phenomena contribute to degrade transmitted/received signals and to generate spectral components without any interest, which are occupying resources, improperly.

Many of these phenomena may occur in transmitters, receivers, or even in passive components, with particular relevance in sites with a strong density of radio equipments radiating high RF power.

This dissertation addresses, in a general way, the nonlinear distortion problematic, devoting particular interest to the passive intermodulation (PIM) topic. Additionally, some nonlinear phenomena observed in real life situations, in Portugal, will be explained by a technical and scientific analysis of the case studies.

LISTA DE SIGLAS E ACRÓNIMOS

AC	Alternating Current (Corrente Alternada)
ACP	Adjacent Channel Power
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
AM	Amplitude Modulada
ASK	Amplitude Shift Keying
BPF	Band-Pass Filter
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BTS	Base Transceiver Station
CCPR	Co-Channel Power Ratio
CDMA	Code Division Multiple Access
C/I	Carrier to Interference Ratio
dB	Decibel
dBc	dB below carrier
dBd	dB relativamente a um dipolo de meio comprimento de onda
dBi	dB relativamente a uma antena isotrópica
DC	Direct Current (Corrente Contínua)
DIN	Deutsches Institute für Normung
DL	Downlink
EIA	Electronic Industries Alliance
EMC	Electromagnetic Compatibility
ESA	European Space Agency
FDM	Frequency Division Multiplex
FM	Frequência Modulada
GSM	Global System for Mobile Communications
HF	High Frequency
ICP-ANACOM	Instituto das Comunicações de Portugal / Autoridade Nacional de Comunicações
IMD	Intermodulation Distortion
IMR	Intermodulation Ratio
IP3	3rd Order Interception Point (Ponto de Intersecção de 3.ª Ordem)
ITU-R	International Telecommunications Union - Radiocommunication Sector
LNA	Low Noise Amplifier
LPF	Low-Pass Filter
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NPR	Noise Power Ratio
OMC	Operations and Maintenance Centre
P1dB	Ponto 1 dB de Compressão
PAR	Potência Aparente Radiada
PIM	Passive Intermodulation
PIRE	Potência Isotrópica Radiada Equivalente
PM	Phase Modulation
PSK	Phase Shift Keying
PTFE	Politetrafluoretileno (Teflon)
PTT	Push to Talk
PVC	Policloreto de Vinil
RF	Rádio Frequência
RFI	Radio Frequency Interference
RFID	Radio Frequency Identification
Rx	Recepção ou Receptor
SIG	Sistema de Informação Geográfica
SNR	Signal to Noise Ratio (Relação Sinal-Ruído)
TV	Televisão
Tx	Transmissão ou Transmissor
UHF	Ultra High Frequency
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VHF	Very High Frequency
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
Wi-Fi	Wireless Fidelity

ÍNDICE GERAL

<i>Lista de Siglas e Acrónimos</i>	<i>xi</i>
<i>Índice Geral</i>	<i>xiii</i>
<i>Lista de Figuras</i>	<i>xv</i>
<i>Lista de Tabelas</i>	<i>xvii</i>
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 MOTIVAÇÃO	1
1.2 PANORÂMICA GERAL DA DISTORÇÃO NÃO LINEAR.....	7
1.2.1 IMPACTO E CONSEQUÊNCIAS NOS SISTEMAS RÁDIO	7
1.2.2 EFEITOS DA DISTORÇÃO NÃO LINEAR	7
1.2.2.1 Regeneração Espectral ('Spectral Regrowth')	7
1.2.2.2 Distorção de Amplitude e de Fase	8
1.2.2.3 Modulação Cruzada	8
1.2.2.4 Perda de Sensibilidade na Resposta (Dessensibilização)	8
1.2.2.5 Distorção de Intermodulação	9
1.2.2.6 Distorção Harmónica.....	9
1.3 DISTORÇÃO DE INTERMODULAÇÃO	11
1.3.1 INTERMODULAÇÃO PASSIVA.....	12
1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	14
2 DISTORÇÃO NÃO LINEAR EM SISTEMAS DE RF	15
2.1 SISTEMAS LINEARES E SISTEMAS NÃO LINEARES	15
2.2 CARACTERIZAÇÃO DA DISTORÇÃO NÃO LINEAR.....	15
2.2.1 MODELIZAÇÃO DE SISTEMAS NÃO LINEARES	16
2.2.1.1 Resposta Linear.....	16
2.2.1.2 Resposta Não Linear de 2. ^a Ordem	17
2.2.1.3 Resposta Não Linear de 3. ^a Ordem	18
2.2.1.4 Vector de Mistura	21
2.2.1.5 Conceito de Ordem	24
2.2.2 EFEITOS DA DISTORÇÃO NÃO LINEAR (REVISITADO)	24
2.2.2.1 Distorção Harmónica.....	24
2.2.2.2 Distorção de Intermodulação de 2. ^a Ordem	24
2.2.2.3 Intermodulação	25
2.2.2.4 Desvio do Ponto de Polarização	25
2.2.2.5 Distorção de Amplitude e de Fase	25
2.2.2.6 Perda de Sensibilidade na Resposta	26
2.2.2.7 Modulação Cruzada	27
2.2.3 FIGURAS DE MÉRITO PARA CARACTERIZAÇÃO DE SISTEMAS NÃO LINEARES	27
2.2.3.1 Ponto 1 dB de Compressão	27
2.2.3.2 IP3 – Ponto de Intersecção de 3. ^a Ordem.....	28
2.2.3.3 ACPR ('Adjacent Channel Power Ratio')	32
2.2.3.4 NPR ('Noise Power Ratio').....	32
2.2.3.5 CCPR ('Co-Channel Power Ratio')	34
3 INTERMODULAÇÃO PASSIVA (PIM)	35
3.1 FENÓMENO FÍSICO E FONTES DE ORIGEM	37
3.1.1 FENÓMENOS DE CONTACTO	38
3.1.1.1 Caracterização de um contacto.....	38
3.1.1.2 Contactos Metálicos, 'A-Spots'.....	40
3.1.1.3 Efeito de Túnel.....	42
3.1.1.4 Fenómeno 'Rusty Bolt'	43
3.1.1.5 'Fritting'.....	46
3.1.2 ESTRUTURA DOS MATERIAIS (NÃO LINEARIDADES DOS MATERIAIS)	47
3.1.2.1 Materiais Ferromagnéticos.....	47
3.1.2.1.1 Ferrites (Materiais Ferrimagnéticos).....	51
3.1.2.2 Materiais Dielétricos	53

3.1.2.2.1	Materiais Ferroelétricos.....	55
3.1.2.2.2	Considerações Finais sobre Não Linearidades em Materiais Dielétricos.....	55
3.1.3	EFEITOS DEVIDOS A IMPERFEIÇÕES NAS SUPERFÍCIES DOS MATERIAIS.....	56
3.1.4	REVESTIMENTOS E SOLDADURAS.....	56
3.1.4.1	Revestimentos.....	56
3.1.4.2	Soldaduras.....	58
3.1.5	FENÓMENOS DE DEPENDÊNCIA TEMPORAL.....	59
3.1.6	EFEITOS NÃO LINEARES.....	61
3.1.6.1	Disrupção por Rádio Frequência.....	61
3.1.6.1.1	Efeito Multipactor.....	62
3.1.6.1.2	Efeito Corona.....	62
3.1.6.2	Outros Efeitos Não Lineares.....	64
3.2	MINIMIZAÇÃO DO IMPACTO DA INTERMODULAÇÃO PASSIVA.....	65
3.2.1	MATERIAIS NÃO LINEARES.....	66
3.2.2	CONTACTOS.....	66
3.2.3	CONCEPÇÃO, FABRICO, MONTAGEM, ACABAMENTOS E MANUTENÇÃO.....	67
3.2.4	CABOS COAXIAIS.....	68
3.2.5	PLANIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIAS.....	68
3.3	DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE FONTES DE INTERMODULAÇÃO PASSIVA.....	69
3.3.1	IDENTIFICAÇÃO DAS EMISSÕES ENVOLVIDAS NUM PRODUTO DE INTERMODULAÇÃO.....	69
3.3.1.1	Monitorização do Espectro Radioelétrico no Local Afectado.....	70
3.3.1.1.1	Características do Sinal Interferente.....	71
3.3.1.2	Vistoria Técnica ao Local Afectado.....	73
3.3.1.3	Cálculo dos Produtos de Intermodulação.....	73
3.3.1.4	Constatação efectiva das fontes.....	74
3.3.1.5	Vistoria aos locais onde se encontram as emissões envolvidas na interferência.....	74
3.3.2	MEDIDAS PARA A MITIGAÇÃO DO PROBLEMA.....	74
3.3.2.1	Urgentes.....	75
3.3.2.2	Subsequentes (a curto, médio prazo).....	75
3.3.3	LOCALIZAÇÃO DAS FONTES DE INTERFERÊNCIA.....	75
3.3.3.1	Através de técnicas de Radiogoniometria.....	75
3.3.3.2	Através de outras metodologias alternativas de localização.....	77
3.3.4	RESOLUÇÃO DO PROBLEMA.....	79
3.3.5	CONFIRMAÇÃO.....	79
4	ESTUDOS DE CASO.....	81
4.1	CASO 1: INTERFERÊNCIAS NO SERVIÇO MÓVEL TERRESTRE – REDES PRIVATIVAS.....	81
4.1.1	DESCRIÇÃO.....	81
4.1.2	ANÁLISE E DIAGNÓSTICO.....	83
4.1.3	RESOLUÇÃO.....	84
4.1.4	COMENTÁRIOS.....	85
4.2	CASO 2: INTERFERÊNCIAS NO SERVIÇO MÓVEL AERONÁUTICO.....	86
4.2.1	DESCRIÇÃO.....	86
4.2.2	ANÁLISE E DIAGNÓSTICO.....	87
4.2.3	RESOLUÇÃO.....	90
4.2.4	COMENTÁRIOS.....	91
4.3	CASO 3: INTERFERÊNCIAS NO SERVIÇO MÓVEL TERRESTRE COM RECURSOS PARTILHADOS (CDMA).....	92
4.3.1	DESCRIÇÃO.....	92
4.3.2	ANÁLISE E DIAGNÓSTICO.....	93
4.3.3	COMENTÁRIOS.....	95
5	CONCLUSÕES.....	97
	Apêndice: Boas Práticas de Engenharia no Projecto de Instalações Radioelétricas.....	99
	Bibliografia.....	113

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Montejunto - Local com elevada densidade de meios rádio de elevada potência.	2
Figura 2. Fóia (Algarve) – Local com forte concentração de estações de radiocomunicações de elevada potência.	2
Figura 3. Torre da Portugal Telecom em Monsanto (Lisboa).	3
Figura 4. Comutadores de RF e troços de linha rígida (coaxial) com as respectivas uniões, à saída dos andares finais de amplificação de 2 emissores FM de 5 kW.	4
Figura 5. Pormenor de um Comutador de RF que permite endereçar para a baixada da antena, ou excepcionalmente para uma carga, os sinais de RF provenientes do emissor que se encontrar em serviço (ou o principal, ou o de reserva).	5
Figura 6. Filtro de tripla cavidade (3 pólos), do tipo passa-banda, para rejeição de radiações não-essenciais.	5
Figura 7. ‘Multiplexers’, combinadores de RF, e respectivos cabos coaxiais e conectores de um sistema de repetidores do Serviço Móvel Terrestre.	6
Figura 8. Cabos coaxiais, conectores de RF e acopladores direccionais à saída de um sistema emissor de televisão analógica de 20 kW.	6
Figura 9. Diagrama de blocos simplificado de um sistema não linear que gera IMD.	9
Figura 10. Processo de filtragem de harmónicas.	10
Figura 11. Diagrama de blocos simplificado de um sistema de RF afectado por PIM.	12
Figura 12. Torre de suporte de antenas abandonada, com a vedação a apresentar corrosão profunda, e espias em mau estado de conservação e até partidas (Serra de Montejunto).	13
Figura 13. Componentes espectrais à saída de um sistema não linear de 2. ^a ordem quando excitado à entrada por 2 tons.	18
Figura 14. Componentes espectrais à saída de um sistema não linear de 3. ^a ordem quando excitado à entrada por 2 tons.	21
Figura 15. Variação da amplitude e fase do sinal de saída em função do aumento da amplitude do sinal de entrada – Representação fasorial.	26
Figura 16. Interpretação gráfica do Ponto 1 dB Compressão.	27
Figura 17. Interpretação gráfica do Ponto de Intersecção de 3. ^a Ordem (IP3).	29
Figura 18. Representação espectral do sinal de saída de um sistema não linear excitado por 2 tons de igual amplitude com uma potência de entrada P_{in0} , com o IMR obtido nessa situação.	31
Figura 19. Bandas de integração usadas na caracterização do ACPR.	32
Figura 20. Ilustração gráfica do conceito de NPR.	33
Figura 21. Distorção Co-canal.	34
Figura 22. Relação entre o número de canais em emissão e o número de produtos de intermodulação ‘in band’	36
Figura 23. Conectores de tipo “N” para Cabos Coaxiais. (a) “N” – Fêmea. (b) “N” – Macho.	39
Figura 24. Contacto metálico resultante da ligação de conectores do tipo “N” – macho e fêmea.	39
Figura 25. Vários ‘A-Spots’ distribuídos sobre uma superfície de junção irregular (segundo um plano de corte).	41
Figura 26. Característica $i-v$ típica de uma junção Al-Al ₂ O ₃ -Al.	42
Figura 27. Corrosão num contacto metálico “porca-parafuso”.	43
Figura 28. Demonstrador do fenómeno ‘Rusty Bolt’, constituído por um receptor de Onda Média (AM) convencional alterado.	44
Figura 29. Alterações a efectuar no receptor de AM por forma a construir um “Demonstrador de ‘Rusty Bolt’”.	44
Figura 30. Vedação junto a uma torre de suporte de antenas de emissão de televisão, de elevada potência, apresentando claros sinais de corrosão (Trevim - Serra da Lousã).	45
Figura 31. Estruturas de suporte e fixação de antenas corroídas (Santa Eufémia – Sintra).	45
Figura 32. Curva de magnetização de um material.	48
Figura 33. Domínio magnético alinhado.	48
Figura 34. Etapas sucessivas da magnetização de um material. (a) Material desmagnetizado. (b) Material parcialmente magnetizado. (c) Material saturado ou magnetizado.	49
Figura 35. Curva de Histerese típica de um material ferromagnético.	50
Figura 36. Ferrites usadas em aplicações electrónicas.	51
Figura 37. Várias aplicações dos Indutores de RF. (a) ‘Chokes’. (b) Antena de Recepção de Onda Média (AM). (c) Ferrite usada para filtrar RFI em cabos eléctricos.	52
Figura 38. Dieléctricos usados em linhas de transmissão. (a) Cabos coaxiais. (b) Linha rígida.	54
Figura 39. Constituição do cabo coaxial flexível (RG-59).	57
Figura 40. Variação temporal do nível de PIM em duas linhas de transmissão ‘microstrip’.	60
Figura 41. Conectores de RF coaxiais. (a) DIN 7/16”. (b) EIA Flange 7/8”.	67

Figura 42. Elevado número de Fontes de RF num 'site' congestionado.....	69
Figura 43. Monitorização do Espectro. (a) Análise Espectral. (b) Espectrograma.....	71
Figura 44. Equipamentos de radiogoniometria móvel. (a) Agregado de antenas. (b) Processador.....	76
Figura 45. 'Software' de radiogoniometria. (a) Interface com indicação do azimuth e nível de sinal. (b) Triangulação geo-referenciada de azimuthes, localizando a fonte de RF procurada.....	76
Figura 46. Radiogoniometria recorrendo a um receptor e a uma antena directiva.....	77
Figura 47. Fonte de PIM: arame de uma vedação.....	78
Figura 48. Pontas de Prova (sondas).....	78
Figura 49. Torre de suporte de antenas do Serviço Móvel Terrestre.....	81
Figura 50. Repetidor de radiocomunicações do Serviço Móvel Terrestre.....	82
Figura 51. Diagrama de blocos da rede afectada.....	82
Figura 52. Local afectado pela interferência – Aeroporto de Lisboa.....	86
Figura 53. Ilustração do problema de interferências nas comunicações.....	86
Figura 54. Instalações onde se encontrava a origem do problema. (a) Emissores de FM de 10 kW. (b) Filtros e combinadores respectivos.....	87
Figura 55. Torre onde se encontravam instalados ambos os sistemas radiantes das estações de radiodifusão envolvidas no produto de intermodulação.....	88
Figura 56. Espectro da interferência.....	88
Figura 57. Sistema Radiante que originou o problema de interferências.....	90
Figura 58. 'Site' interferido (Castelo Branco).....	92
Figura 59. Espectro da interferência reportada.....	93
Figura 60. Máscara espectral do DL do sistema CDMA 450.....	94
Figura 61. Análise espectral do 'downlink' do CDMA 450.....	94
Figura 62. Diagrama de Blocos de um 'Diplexer' em Estrela.....	103
Figura 63. 'Diplexer' ligado em Estrela.....	103
Figura 64. Diagrama de Blocos de uma Dupla Ponte Balanceada.....	104
Figura 65. Dupla Ponte Balanceada.....	104

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Quadro síntese das diversas formas de distorção não linear até à 3. ^a ordem.	23
Tabela 2. Largura de banda por cada canal, de alguns serviços de radiocomunicações.	71

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Actualmente, os sistemas de comunicações modernos desempenham um papel crucial na vida dos cidadãos, das empresas, das organizações, dos países. Ao longo dos últimos anos tem-se assistido a um rápido crescimento e a uma forte disseminação de diversos tipos de sistemas de comunicações, que visam dar resposta às necessidades e às novas exigências de um cada vez maior número de utilizadores, quer em termos de largura de banda, quer ao nível da mobilidade.

Na perspectiva da mobilidade, as tecnologias rádio, devido às suas características e ao meio de transmissão que utilizam – o ar – apresentam-se como a opção natural e a mais adequada para suportar redes e serviços móveis e sem fios, estando por isso, hoje em dia, tão generalizadas.

Convém, no entanto, ter em consideração que o espectro radioelétrico é um recurso natural escasso, que exige uma gestão criteriosa e eficiente, com o claro objectivo de lhe conferir uma utilização racional, equitativa, e livre de interferências. [1]

Cientes destas restrições, os fabricantes de equipamentos têm vindo a desenvolver, ao nível do projecto de sistemas de RF, um esforço considerável relativamente ao cumprimento de rigorosos requisitos em termos de eficiência espectral, objectivando, dessa forma, a optimização da utilização das faixas de frequências disponíveis.

A atribuição e consignação de frequências em Portugal compete à Autoridade Reguladora Nacional, o ICP-ANACOM (Autoridade Nacional de Comunicações), e deve obedecer a critérios objectivos, transparentes, não discriminatórios e de proporcionalidade, que garantam uma utilização efectiva e eficiente dessas frequências, e que fomentem condições de concorrência efectiva nos mercados relevantes. [2]

Apesar disso, os operadores de telecomunicações que utilizam infra-estruturas e tecnologias rádio nas suas redes para difusão e/ou disponibilização de serviços aos clientes finais, bem como, os demais utilizadores do espectro (amadores, diversas entidades com redes e estações do serviço móvel terrestre, marítimo ou aeronáutico, do serviço fixo, etc.) detentores de uma licença radioelétrica, reportam, com alguma frequência, interferências a que atribuem origens externas às suas instalações.

No entanto, num elevado número de situações, a interferência não resulta de uma emissão ilegal, mas sim de fenómenos não lineares que podem ocorrer nos sistemas de RF, nomeadamente, nos receptores, transmissores, ou até mesmo em componentes passivos das instalações radioelétricas.

Esta dissertação pretende fornecer uma perspectiva, mais ou menos abrangente, da problemática da *Distorção Não Linear*, e do seu impacto nos sistemas rádio, devotando particular atenção a alguns fenómenos não lineares observados em situações reais no terreno, em Portugal, através de uma análise técnico-científica das situações em causa. Sublinhe-se desde já, que muitos dos casos identificados – alguns deles alvo da nossa análise nos capítulos subsequentes – apresentam um denominador comum, que reside no facto de se manifestarem em ambientes radioelétricos bastante adversos, mercê da forte concentração de meios rádio e das elevadas potências radiadas pelos sistemas circunvizinhos.

A título ilustrativo, apontamos a Serra de Montejunto (Figura 1) e a Fóia no Algarve (Figura 2) como exemplos de alguns destes locais. Podendo ser observadas diversas torres que suportam inúmeros sistemas de antenas associados aos mais diversos serviços de radiocomunicações, desde o de Radiodifusão Sonora e Televisiva, Serviço Móvel Terrestre, Serviço Fixo (feixes hertzianos), até ao Serviço Móvel Aeronáutico.



Figura 1. Montejunto - Local com elevada densidade de meios rádio de elevada potência.



Figura 2. Fóia (Algarve) – Local com forte concentração de estações de radiocomunicações de elevada potência.

Um outro exemplo desta forte concentração de sistemas rádio pode ser encontrado na torre da Portugal Telecom instalada em Monsanto – Lisboa (Figura 3). Aqui coexistem os emissores correspondentes aos programas de três operadores do Serviço de Radiodifusão Televisiva

Analógica terrestre¹, e diversas estações de radiocomunicações do Serviço Fixo (feixes hertzianos).



Figura 3. Torre da Portugal Telecom em Monsanto (Lisboa).

¹ RTP1 (canal 7 – VHF), PAR: 100 kW.
RTP2 (canal 25 – UHF), PAR: 450 kW.
SIC (canal 28 – UHF), PAR: 450 kW.

Fonte: ICP-ANACOM, Base de Dados dos Operadores de Radiodifusão Televisiva.
(<http://www.anacom.pt/template15.jsp?categoryId=1956>)

Ora, estes cenários são particularmente propensos à ocorrência de fenómenos não lineares, cujas consequências mais comuns são o aparecimento do efeito de *Distorção de Intermodulação (IMD)*, ou simplesmente *Intermodulação*, e também com especial relevância a **Intermodulação Passiva** (na literatura anglo-saxónica: '*Passive Intermodulation*', vulgo '**PIM**').

De uma forma simplificada, a Intermodulação Passiva decorre da interacção e mistura de sinais de RF em elementos passivos encontrados ao longo do percurso desses sinais – por exemplo, *cabos coaxiais, guias de onda, conectores, filtros, combinadores, antenas e elementos radiantes, torres de suporte de antenas, vedações metálicas*, etc. – que, por alguma razão, apresentam características não lineares. Desta interacção resultam emissões não essenciais ou indesejadas, muito recorrentes nos problemas encontrados no dia-a-dia, que poderão ter um impacto muito nefasto no funcionamento e desempenho dos sistemas de comunicação via rádio, constituindo por isso uma séria preocupação para as entidades responsáveis pela gestão do espectro radioelétrico.

Em seguida, apresenta-se uma série de fotografias onde se evidenciam alguns destes dispositivos que podem apresentar não linearidades.



Figura 4. Comutadores de RF e troços de linha rígida (coaxial) com as respectivas uniões, à saída dos andares finais de amplificação de 2 emissores FM de 5 kW.



Figura 5. Pormenor de um Comutador de RF que permite endereçar para a baixada da antena, ou excepcionalmente para uma carga², os sinais de RF provenientes do emissor que se encontrar em serviço (ou o principal, ou o de reserva).



Figura 6. Filtro de tripla cavidade (3 pólos), do tipo passa-banda, para rejeição de radiações não-essenciais.

² Por exemplo, em caso de avaria da antena ou devido a uma desadaptação de impedâncias, ou até mesmo para testes e medições diversas.

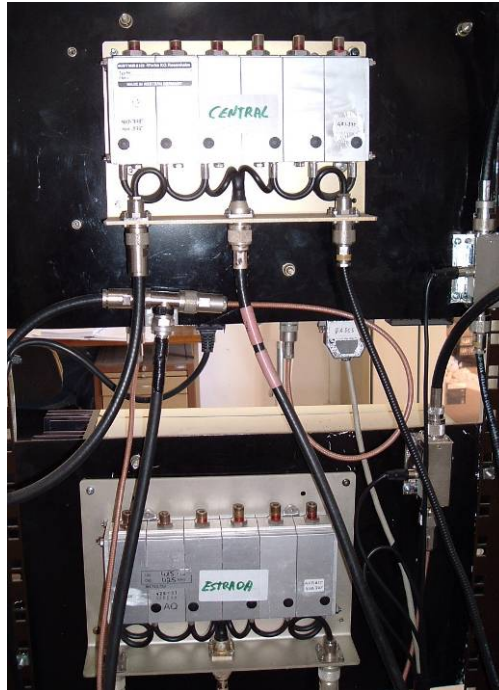


Figura 7. 'Multiplexers', combinadores de RF, e respectivos cabos coaxiais e conectores de um sistema de repetidores do Serviço Móvel Terrestre.



Figura 8. Cabos coaxiais, conectores de RF e acopladores direccionais à saída de um sistema emissor de televisão analógica de 20 kW.

Dada a sua relevância, iremos ao longo de toda a dissertação centrar o nosso ângulo de análise, primordialmente, no estudo da Intermodulação Passiva.

1.2 PANORÂMICA GERAL DA DISTORÇÃO NÃO LINEAR

O objectivo de um sistema de telecomunicações via rádio é transmitir informação de um ponto para outro, através de ondas electromagnéticas, que se propagam através do ar. Para que haja troca efectiva de informação, entre os extremos da comunicação, é necessário actuar sobre a portadora, por intermédio de técnicas de modulação (em amplitude, frequência ou fase).

No entanto, as não linearidades presentes num sistema não linear condicionam e/ou perturbam a transmissão do sinal útil, dado que, alteram as características do sinal de entrada, originando o que se designa por **Distorção Não Linear**. [10]

1.2.1 IMPACTO E CONSEQUÊNCIAS NOS SISTEMAS RÁDIO

Estas perturbações dificultam a correcta descodificação da informação por parte do receptor devido ao aparecimento de novas componentes, ou devido à modificação das características do sinal original. A distorção não linear poderá ter implicações várias ao nível do ganho e da formatação dos sinais. Além disso, poderá ainda dar origem ao aparecimento de radiações não essenciais, por exemplo, harmónicas ou outras componentes espectrais que não transportam qualquer informação útil.

Algumas das consequências da distorção não linear mais visíveis são: o aumento da taxa de erros, atrasos, diminuição dos ritmos de transmissão, redução da eficiência espectral e de potência, interferências, etc.

Em face de tudo isto, é indiscutível que a distorção não linear apresenta um impacto muito significativo ao nível do desempenho dos sistemas rádio, podendo comprometer seriamente o seu funcionamento.

1.2.2 EFEITOS DA DISTORÇÃO NÃO LINEAR

A distorção não linear pode manifestar-se sob diversas formas ou efeitos. Em seguida iremos elencar os mais importantes.

1.2.2.1 Regeneração Espectral ('Spectral Regrowth')

A existência de não linearidades num sistema dá origem a sinais com um espectro mais rico do que o dos sinais de excitação.

A primeira grande diferença entre as respostas lineares e não lineares reside no número de termos presentes em cada uma delas. Enquanto que, a resposta linear a uma sinusóide modulada é uma sinusóide modulada em tudo similar, a resposta não linear inclui muitos outros termos para além dessa componente linear.

Ou seja, os sistemas lineares modificam apenas a amplitude e fase do sinal de entrada, todavia as componentes espectrais à saída são aquelas que já se encontravam presentes na entrada. Em contrapartida, os sistemas não lineares podem modificar o espectro de saída, apresentando uma resposta que pode ter deixado de exibir componentes que inicialmente estavam presentes no sinal de entrada, ou uma resposta que passou a conter novas componentes que não faziam parte do sinal de entrada. Este comportamento é vulgarmente designado por Regeneração Espectral ('Spectral Regrowth' na literatura anglo-saxónica).

1.2.2.2 Distorção de Amplitude e de Fase

Os sistemas não lineares geram componentes espectrais que se sobrepõem às fundamentais, isto é, que se vão somar vectorialmente às componentes da resposta linear. Este tipo de distorção designa-se habitualmente por *distorção correlacionada*.

Eventuais variações na amplitude do vector associado ao sinal de entrada são susceptíveis de induzir variações nos vectores correspondentes às diversas componentes de distorção. Se a soma vectorial entre a componente da resposta linear e a componente de distorção der origem a interferência destrutiva, diz-se haver **compressão de ganho**. Se a interferência for construtiva haverá **expansão de ganho** do sistema. Este efeito é designado por **Conversão AM/AM**. Em ambos os casos descritos anteriormente, é evidente que a amplitude do sinal de saída virá distorcida, devido a efeitos não lineares. Todos os sistemas que transportem informação codificada em amplitude, por exemplo, AM, ASK, etc., serão particularmente vulneráveis a esta forma de distorção.

Se pelos mesmos motivos resultarem também variações na fase do sinal de saída, diz-se que estamos perante uma forma de distorção de fase, vulgarmente designada por **Conversão AM/PM**. Este tipo de distorção tem um forte impacto em todos os sistemas cuja informação é codificada na fase da portadora, por exemplo, PM, PSK, BPSK, etc.

1.2.2.3 Modulação Cruzada

O efeito de Modulação Cruzada traduz-se na transferência de potência de uma portadora para outra localizada num canal adjacente devido a efeitos não lineares de 3.^a ordem³. [4]

A modulação cruzada é responsável pelo fenómeno de 'cross-talk' entre canais. Em sistemas multicanal corresponde à interferência da modulação dum canal noutro. [9]

Dito de outra forma, e considerando-se a interacção de dois sinais de RF distintos, por intermédio de um sistema não linear, devido à acção da distorção de 3.^a ordem, o sinal modulante de uma das portadoras será transferido para a outra portadora. Este efeito é particularmente crítico em sistemas FDM ('Frequency Division Multiplex') multi-portadora.

1.2.2.4 Perda de Sensibilidade na Resposta (Dessensibilização)

O efeito de Dessensibilização manifesta-se quando um sinal forte (indesejado), localizado fora da banda de passagem ou de operação de um dado sistema rádio, é processado juntamente com um sinal fraco (desejado) dentro da banda de operação. Esta situação ocorre quando um receptor processa a informação de um receptor distante na proximidade de um outro. Devido a efeitos não lineares, o sinal mais fraco sofre um efeito de bloqueio ('Blocking').

O sinal de distorção provoca uma redução de ganho e da potência de saída do sistema.

³ No Capítulo 2 serão apresentadas as formulações matemáticas que suportam teoricamente os fenómenos de distorção não linear, pelo que, nessa altura introduzir-se-à o conceito de ordem.

1.2.2.5 Distorção de Intermodulação

A **Distorção de Intermodulação (IMD)** é um processo de conversão de frequência que ocorre quando dois ou mais sinais, com diferentes frequências, se combinam através de um sistema não linear, ou de qualquer componente/dispositivo não linear constituinte de um sistema, resultando desse processo, uma transformação da energia contida nas componentes dos sinais de entrada, num sinal de saída composto por um conjunto de componentes espectrais que derivam das frequências originais e de componentes adicionais centradas noutras frequências que não existiam inicialmente na entrada.

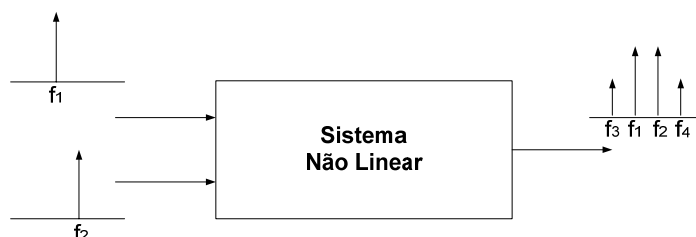


Figura 9. Diagrama de blocos simplificado de um sistema não linear que gera IMD.

Em determinadas circunstâncias, estas novas componentes geradas poderão cair dentro, ou muito perto, da banda de operação de um dado sistema de RF, afectando-o. Este tipo de intermodulação assume a designação *intermodulação “dentro da banda”* (***‘in band’***) e é, por razões óbvias, potencialmente problemático. Isto porque, as componentes *‘in band’* não são fáceis de filtrar, e se o filtro não for suficientemente selectivo, como na prática por vezes sucede, devido às dificuldades inerentes à concepção de filtros com curvas de resposta quase ideais (teóricas), estaremos a remover, juntamente com a radiação não desejada, parte da energia do sinal de interesse, não fazendo qualquer sentido implementar uma filtragem deste tipo.

1.2.2.6 Distorção Harmónica

Todos os sistemas não lineares geram à sua saída componentes espectrais múltiplas das fundamentais (**harmónicas**)⁴. Todavia, estas componentes encontram-se suficientemente distantes da fundamental, podendo ser facilmente filtradas, o que à primeira vista parece não levantar grandes problemas. A distorção harmónica é considerada uma forma de *distorção “fora da banda”* (***‘out of band’***).

⁴ As harmónicas e os produtos de intermodulação são sinais indesejáveis, usualmente designados por **espúrias**.

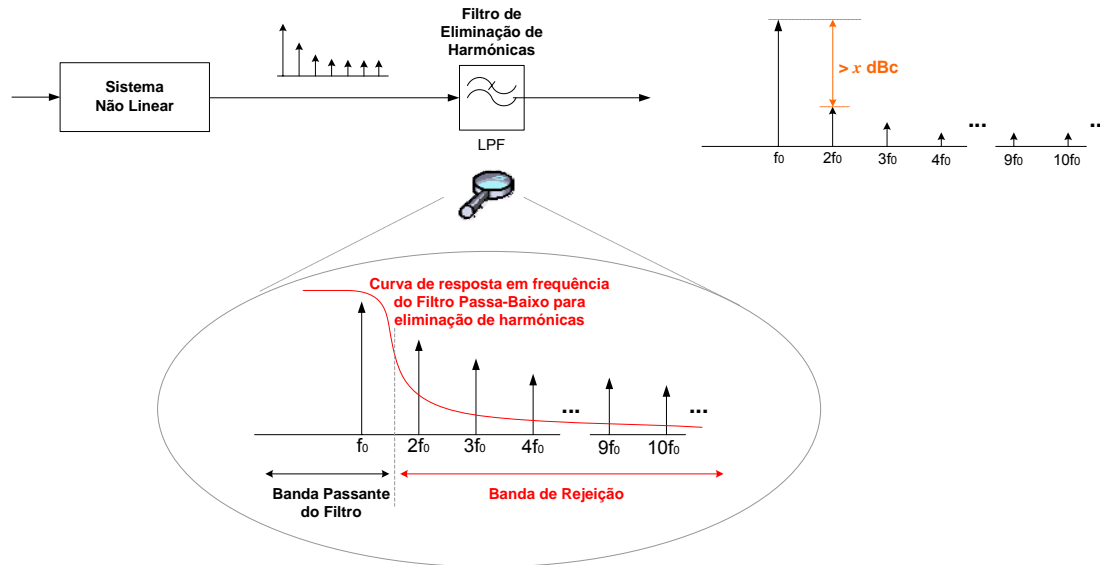


Figura 10. Processo de filtragem de harmónicas⁵.

No entanto, se durante o processo de filtragem, os níveis de energia destas componentes não forem suficientemente atenuados, a sua interacção com outras componentes espectrais dará origem a novas componentes (intermodulação), que se apresentam como problemáticas para a gestão do espectro, dado que, são potenciais fontes de interferência para outros sistemas, ou até mesmo para o próprio sistema que as gera, e além disso, mesmo que não interfiram com sistemas alheios, encontram-se a ocupar frequências que não lhes estão consignadas, o que configura uma situação de infracção.

Por esta razão, as vistorias técnicas realizadas no âmbito das actividades de fiscalização do espectro, com vista a avaliar se uma dada estação de radiocomunicações se encontra em conformidade com a legislação em vigor, contemplam a verificação dos níveis de energia das radiações não essenciais devido a harmónicas, ou seja, por forma a averiguar se se encontram abaixo de um dado limiar. Este pormenor encontra-se ilustrado no espectro de saída do filtro de harmónicas representado na Figura 10, em que essas componentes (harmónicas) não poderão exceder o limiar inferior representado a laranja.

Em geral, a potência máxima que as harmónicas podem apresentar, define-se em relação à potência da portadora à frequência fundamental, e é especificada na unidade logarítmica **dBc**⁶, contudo, em certos casos pode vir indicada em valor absoluto, por exemplo, em dBm ou em mW.

A título ilustrativo, podemos referir os níveis máximos, definidos na legislação vigente em Portugal, a que devem obedecer as emissões espúrias, para o serviço de radiodifusão sonora em ondas métricas (faixa de frequências: 87.5 – 108 MHz). [7][8]

Assim, os valores máximos para essas radiações não essenciais são os seguintes:

⁵ Em alternativa, podia ter sido considerada a utilização de um filtro passa-banda, centrado na fundamental (f_0) para remoção das harmónicas.

⁶ dBc significa 'dB below carrier', i.e., dB abaixo da portadora. Por exemplo, se se especificar que a potência das harmónicas deverá respeitar uma relação superior a 70 dBc, significa que a sua potência deverá estar, pelo menos, 70 dB abaixo do valor de potência da portadora à fundamental.

$$\begin{cases} 46 + 10 \times \log_{10}(P_s) \text{ dBc}, & P_s \leq 250 \text{ W} \\ 70 \text{ dBc}, & 250 \text{ W} < P_s \leq 10 \text{ kW} \\ 1 \text{ mW}, & P_s > 10 \text{ kW} \end{cases}$$

P_s – Potência à saída do emissor, entregue à linha de transmissão para a antena, em W.

Todavia, se em certas aplicações a geração, através de circuitos não lineares, de harmónicas e de produtos de intermodulação é indesejável, há casos em que esses circuitos são utilizados para obter sinais de frequência múltipla (multiplicadores) ou para efectuar transposição ou conversão de frequências (misturadores). [9]

1.3 DISTORÇÃO DE INTERMODULAÇÃO

No contexto dos componentes de transmissão e recepção dos sistemas de comunicações sem fios (*wireless*), a distorção de intermodulação pode aparecer associada a dispositivos activos ou passivos que contribuem para a sua geração.

Os dispositivos activos que mais comumente apresentam não linearidades propícias ao aparecimento de fenómenos de intermodulação encontram-se, de uma maneira geral, nos andares finais dos transmissores, ou nos andares de entrada dos receptores.

No caso de um transmissor, a intermodulação pode ocorrer se um sinal proveniente de um outro transmissor entrar no seu andar final.

Os andares finais são frequentemente polarizados em classe B, AB ou C, logo – por natureza – não lineares, o que lhes confere uma maior propensão para o surgimento de distorção de intermodulação, se o tom ou tons interferentes forem suficientemente fortes.

Aquando do projecto dos andares de entrada de um sistema de recepção de RF, sempre que tal seja possível, é aconselhável escolher um conjunto de frequências de emissão e recepção que minimizem a geração de potenciais produtos de intermodulação que caiam dentro ou perto das bandas de recepção de interesse.

Da mesma forma, ao nível do planeamento de frequências é comum recorrer-se a ferramentas de *‘software’* que implementam mecanismos de análise de intermodulação, para identificação de frequências críticas, com elevado potencial de se tornarem alvo de interferência devido aos efeitos da distorção não linear, provocado pela interacção indesejada das emissões presentes nas imediações de um dado local sob avaliação.

Nos sistemas combinadores de transmissores, onde estes se encontram literalmente ligados entre si, por exemplo, para a partilha de uma mesma antena e linha de transmissão por diversos emissores, é imperativo garantir isolamento suficiente entre os diferentes andares finais de amplificação, usando para o efeito diversos dispositivos, tipicamente, isoladores, filtros de cavidade, atenuadores, etc. Uma prática comum - e um requisito - em *‘sites’* congestionados, tendo em conta o número de frequências utilizadas, é ter, no mínimo, um ou dois andares de isoladores, ou um ou mais filtros de cavidade por cada linha de transmissão individual.

Os isoladores garantem o isolamento do sinal numa dada direcção e servem para bloquear a entrada de outras formas de energia pela linha de transmissão em direcção ao transmissor. Além disso, mantêm o transmissor com um VSWR constante, mesmo que as condições de adaptação

da antena variem, por exemplo, devido a avaria. Os filtros de cavidade garantem isolamento para a energia a frequências fora da sua banda de passagem, o que também suprime, em particular, a segunda harmónica do transmissor que se encontra interligado, e que interessa atenuar suficientemente.

Nos receptores, perturbações devido a intermodulação ocorrem quando múltiplos sinais com intensidade suficiente provocam a sobrecarga do andar de entrada de amplificação, ou o andar inicial do misturador. Tipicamente, no projecto de receptores empregam-se pré-selectores de banda estreita para limitar a banda dos sinais de entrada no amplificador de RF.

A pré-selecção (função de filtragem passa-banda) garante imunidade a sinais que se encontram fora da banda desejada do receptor. No entanto, se a energia da intermodulação perturbadora ou de outro sinal interferente cair suficientemente perto da frequência de recepção desejada, esta passará através do pré-selector e entra no andar inicial do amplificador de RF.

Em termos práticos, um método muito usado em acções no terreno, para verificar se a intermodulação se deve ao *'front-end'* do receptor, consiste em colocar um atenuador à entrada, e observar o comportamento espectral induzido pela variação da energia às frequências dos produtos de intermodulação. Se a energia associada aos produtos decair na mesma razão da atenuação introduzida, então a energia perturbadora não se deve ao receptor, devendo por isso identificar-se outras possíveis fontes de origem. Se a energia dos produtos de intermodulação decair de três ou mais vezes do valor da atenuação que se introduziu, então o *'front-end'* do receptor estará eventualmente a gerar a intermodulação constatada, e nesse caso, o sistema deverá ser modificado de forma apropriada, até que se consiga que o decaimento de energia seja coerente com a atenuação colocada à entrada.

1.3.1 INTERMODULAÇÃO PASSIVA

A intermodulação passiva tem vindo a receber ultimamente bastante atenção e, tal como a própria designação sugere, dela resultará a geração de novas componentes espectrais, devido à interacção da energia proveniente de diversos emissores com um vasto leque de dispositivos passivos encontrados nos próprios *'sites'* e instalações radioelétricas ou nas suas redondezas.

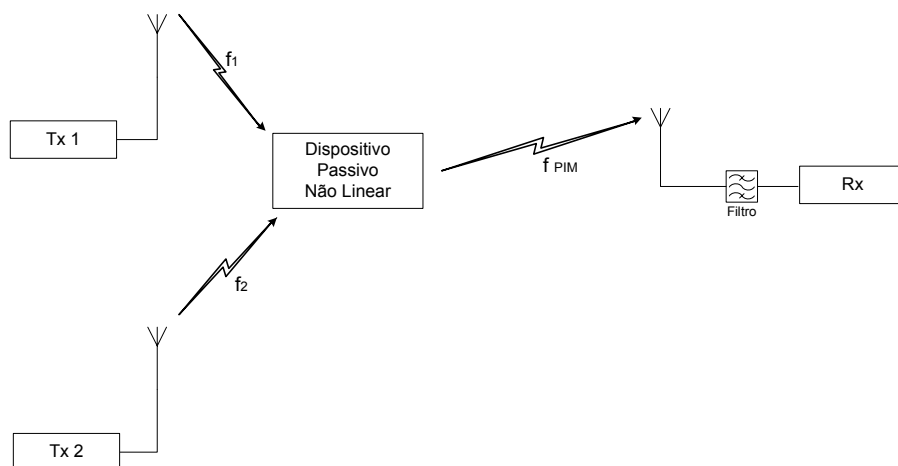


Figura 11. Diagrama de blocos simplificado de um sistema de RF afectado por PIM.

Numa cadeia de emissão/recepção, que combine diversos equipamentos a operar em diferentes frequências, todos os componentes são potenciais fontes de intermodulação passiva. Assumindo que os transmissores e receptores não são fontes de intermodulação com origem em componentes activos, todos os dispositivos que transportam os sinais, de diferentes frequências, combinados ou multiplexados deverão ser alvo de especial atenção. As fontes mais comuns são:

- Cabos coaxiais;
- Conectores de RF;
- Adaptadores;
- Uniões usadas para juntar troços de linhas de transmissão;
- Filtros;
- Acopladores direccionais;
- Antenas;
- Alimentadores de antenas;
- Protecções contra descargas atmosféricas.

Estas fontes, responsáveis por intermodulação, podem por vezes ser identificadas através da pesquisa sistemática de componentes, até que o problema seja isolado.

Outras fontes de intermodulação passiva, menos óbvias, que podem ser encontradas num 'site' são:

- Partes metálicas para fixação das antenas à estrutura de suporte;
- Fixadores oxidados ou frouxos, tais como parafusos, porcas e rebites, na torre;
- Junções entre diferentes secções de uma torre;
- Espias de suporte das torres;
- Vedações, portões e sinalização metálica na periferia do 'site';
- Luzes de sinalização no topo das torres (dispositivos activos que podem produzir intermodulação).



Figura 12. Torre de suporte de antenas abandonada, com a vedação a apresentar corrosão profunda, e espias em mau estado de conservação e até partidas (Serra de Montejunto).

Estas fontes são muito mais difíceis de localizar. Uma das formas de tentar encontrá-las é através de técnicas de sondagem ('sniffing') dos sinais nas várias direcções, utilizando sondas ou antenas altamente directivas e um analisador de espectro.

Há dois princípios gerais na base da geração de PIM em dispositivos passivos:

- Efeitos dos materiais;
- Efeitos de junção/contacto.

Estes mecanismos desempenham um papel de destaque na geração da intermodulação passiva sempre que fortes correntes de RF a diferentes frequências estejam presentes.

Os efeitos não lineares associados à estrutura dos materiais provocam intermodulação, por exemplo, devido à histerese nos materiais magnéticos e para-magnéticos, localizados algures onde são transportadas correntes de RF de diferentes frequências.

O controlo dos efeitos da intermodulação passiva reveste-se de especial importância em comunicações aeroespaciais, aplicações espaciais, nos satélites, em aplicações de RF de elevadas potências, e no projecto e especificação de antenas para diversas finalidades.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos e um apêndice, introduzindo-se gradualmente a problemática da distorção não linear, com particular relevância para fenómenos de intermodulação que ocorrem em locais com forte concentração de meios rádio e onde estão envolvidas elevadas potências de RF, abordando-se, como é natural, com algum grau de pormenor, a intermodulação passiva.

O primeiro capítulo pretende transmitir uma visão abrangente dos fenómenos não lineares em sistemas de comunicação via rádio, através de uma descrição preferencialmente qualitativa.

O segundo capítulo visa fornecer as bases e os modelos matemáticos que permitem descrever os sistemas não lineares e a distorção por eles gerada, analisando-se em seguida alguns dos efeitos mais relevantes. Em complemento, são ainda apresentadas algumas figuras de mérito usadas na sua caracterização. Releve-se que ao longo de toda a dissertação, e em particular neste capítulo, os cálculos matemáticos são apresentados de forma detalhada. Isto porque, pretende-se que o trabalho aqui desenvolvido possa servir de referência aos técnicos que desenvolvem a sua actividade no âmbito da monitorização e controlo do espectro, sendo nessa perspectiva importante que a informação aqui disponibilizada seja auto-suficiente para compreender os conceitos em questão.

O terceiro capítulo aborda o fenómeno da intermodulação passiva, identificando as principais fontes de origem, apresentando um guia de boas práticas para minimização dos seus efeitos, e descrevendo algumas metodologias de detecção e localização de fontes de intermodulação passiva.

O quarto capítulo ilustra e materializa, de forma prática, em três estudos de caso reais, as problemáticas que foram anteriormente apresentadas sob uma perspectiva mais teórica. Assim, serão analisadas três situações de interferência ocorridas no Serviço Móvel Terrestre – Redes Privativas, no Serviço Móvel Aeronáutico, e finalmente no Serviço Móvel Terrestre com Recursos Partilhados (CDMA).

Por fim, no quinto capítulo são apresentadas e discutidas as principais conclusões resultantes do trabalho desenvolvido, levantando algumas questões e dificuldades sentidas, no terreno, na resolução de determinados casos.

A título complementar, e tentando inverter algumas das dificuldades atrás referidas, sugerem-se, sob a forma de apêndice, boas práticas de engenharia a observar no projecto de instalações radioelétricas.

CAPÍTULO 2

2 DISTORÇÃO NÃO LINEAR EM SISTEMAS DE RF

Todos os efeitos patentes no sinal de saída de um sistema que, de alguma forma, resultaram da alteração das características do sinal de entrada, designam-se por **distorção**.

Em particular, da distorção não linear resulta o aparecimento de novas componentes espectrais que não existiam no sinal de entrada.

2.1 SISTEMAS LINEARES E SISTEMAS NÃO LINEARES

Um **sistema linear** caracteriza-se por alterar linearmente o módulo e a fase de cada componente sinusoidal do sinal de entrada.

Propriedade:

Todos os sistemas lineares obedecem ao princípio da proporcionalidade e sobreposição, ou seja, a uma entrada do tipo $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$, respondem com uma saída: $y(t) = y_1(t) + y_2(t)$, e a uma entrada $x'(t) = k_1 x_1(t) + k_2 x_2(t)$, respondem com $y'(t) = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t)$, sendo $y_1(t)$ e $y_2(t)$ as respostas às entradas isoladas $x_1(t)$ e $x_2(t)$, respectivamente. [10]

Um sistema linear responde a uma componente espectral com a mesma componente espectral, não havendo lugar à criação de outras componentes espectrais.

Um **sistema não linear**, por seu turno, pode ser definido como um sistema que não é linear, ou seja, que não obedece aos princípios anteriormente mencionados.

Assim, do ponto de vista espectral, podem existir componentes à entrada que foram totalmente suprimidas pelo sistema, ou componentes à saída que não existiam inicialmente no sinal de entrada.

2.2 CARACTERIZAÇÃO DA DISTORÇÃO NÃO LINEAR

De um modo geral, os sistemas de radiofrequência apresentam uma característica não linear fraca, e como tal, a sua modelização matemática pode ser feita por intermédio de uma Expansão em Série de Taylor da função não linear do sistema.

As séries são ferramentas matemáticas simples que fornecem informação, não só quantitativa, como também acerca dos mecanismos de geração de distorção, apresentando vantagens claras relativamente aos métodos numéricos de simulação.

Para sistemas fortemente não lineares a representação por expansão em série não é viável, dado que, o número de termos a considerar para se obter uma aproximação razoável é muito elevado e, para além disso, não há garantias de convergência. A escolha do tipo de expansão depende essencialmente das características do sistema.

Uma série de potências apresenta uma formulação muito simples para sistema fracamente não lineares, e como tal, iremos ao longo desta dissertação basearmo-nos nela para analisar o fenómeno da distorção não linear.

2.2.1 MODELIZAÇÃO DE SISTEMAS NÃO LINEARES

Para descrever os mecanismos envolvidos na resposta de um sistema não linear, considere-se a seguinte série de potências truncada à terceira ordem:

$$y_{NL}(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} c_n x^n(t) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \dots \quad (2.1)$$

Onde:

- a_0 – coeficiente correspondente à componente DC
- a_1 – coeficiente da componente linear
- a_2 – coeficiente da componente de 2.^a ordem
- a_3 – coeficiente da componente de 3.^a ordem
- $x(t)$ – sinal de entrada
- $y_{NL}(t)$ – sinal de saída

Considere-se agora um sinal de entrada constituído por 2 tons de frequências f_1 e f_2 (Hz), e amplitudes A_1 e A_2 (V), respectivamente:

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.2)$$

Sendo a frequência angular $\omega = 2\pi f$ (rad.s⁻¹), e f a frequência linear em Hz.

2.2.1.1 Resposta Linear

A resposta linear do sistema obtém-se quando os coeficientes a_0 , a_2 e a_3 da série de potências apresentada em (2. 1) são, simultaneamente, nulos, o que reduz a resposta do sistema apenas ao termo correspondente à componente linear:

$$y_L(t) = a_1 x(t) = a_1 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)) \quad (2.3)$$

Daqui se conclui que a saída é uma réplica do sinal de entrada afectada apenas de um factor de ganho (a_1). Num sistema real, quando o nível do sinal de entrada verifica a condição $x(t) \gg x^n(t)$, diz-se que se está na zona de sinal fraco e a resposta pode ser aproximada pela componente de 1.^a ordem.

2.2.1.2 Resposta Não Linear de 2.^a Ordem

A componente de 2.^a ordem de um sistema não linear é dada por:

$$y_2(t) = a_2 x^2(t) = a_2 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^2 \quad (2.4)$$

Desenvolvendo o quadrado da soma da expressão anterior, obtém-se:

$$y_2(t) = a_2 (A_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + 2A_1 A_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + A_2^2 \cos^2(\omega_2 t))$$

Fazendo uso das seguintes identidades trigonométricas:

$$\cos^2(\alpha) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\alpha) \quad (2.5)$$

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \quad (2.6)$$

Chega-se a:

$$y_2(t) = a_2 \left[A_1^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) \right) + 2A_1 A_2 \frac{1}{2} [\cos((\omega_1 + \omega_2)t) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t)] + A_2^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t) \right) \right]$$

Separando agora a resposta de 2.^a ordem segundo as componentes obtidas às diferentes frequências, tem-se:

$$y_2(t) = \underbrace{\frac{1}{2} a_2 (A_1^2 + A_2^2)}_{DC} + \underbrace{\frac{1}{2} a_2 A_1^2 \cos(2\omega_1 t)}_{2.^a \text{ Harmónica de } f_1} + \underbrace{\frac{1}{2} a_2 A_2^2 \cos(2\omega_2 t)}_{2.^a \text{ Harmónica de } f_2} + \underbrace{a_2 A_1 A_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t)}_{\text{freq. soma}} + \underbrace{a_2 A_1 A_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t)}_{\text{freq. diferença}} \quad (2.7)$$

Verifica-se, portanto, que a resposta de 2.^a ordem dá origem a componentes DC que se traduzem na alteração do ponto de polarização do dispositivo não linear.

Além disso, são produzidas componentes às segundas harmónicas dos tons de excitação, designadas distorção harmónica de 2.^a ordem, e ainda componentes às frequências soma e diferença, correspondentes à distorção de intermodulação de 2.^a ordem.

Considerando uma excitação de dois tons de igual amplitude A_1 , verifica-se que a amplitude de todos os produtos é proporcional ao quadrado de A_1 , o que significa que, numa escala logarítmica, crescem 2 dB por cada dB de aumento do nível do sinal de entrada.

A Figura 13 ilustra cada uma das componentes geradas por um sistema não linear de 2.^a ordem quando excitado por dois tons de igual amplitude, i.e., $A_1 = A_2$. Para sinais de banda estreita as componentes de distorção não linear resultantes – os segundos harmónicas das frequências de entrada e as componentes soma e diferença – designam-se por componentes *fora da banda* ('out of band'), ou seja, estão suficientemente afastados da banda de interesse onde se encontram as fundamentais, o que possibilita a remoção destas componentes indesejadas por intermédio de um processo de filtragem.

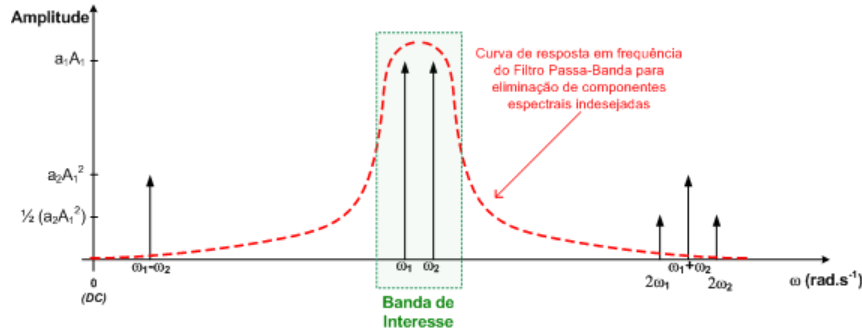


Figura 13. Componentes espectrais à saída de um sistema não linear de 2.^a ordem quando excitado à entrada por 2 tons.

2.2.1.3 Resposta Não Linear de 3.^a Ordem

A componente de 3.^a ordem de um sistema não linear é dada por:

$$y_3(t) = a_3 x^3(t) = a_3 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^3 \quad (2.8)$$

Recorrendo às identidades trigonométricas (2. 5), (2. 6) e (2. 9), pode desenvolver-se a expressão matemática anterior, por forma a obter a resposta não linear de 3.^a ordem com as suas componentes agrupadas de acordo com as diferentes frequências geradas.

Identidade trigonométrica:

$$\cos^3(\alpha) = \frac{3}{4} \cos(\alpha) + \frac{1}{4} \cos(3\alpha) \quad (2.9)$$

Expressão (2. 8) desenvolvida:

$$\begin{aligned}
 y_3(t) = & \cos(\omega_1 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1 A_2^2 + a_3 A_1 A_2^2 \right] \\
 & + \cos(\omega_2 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1^2 A_2 + a_3 A_1^2 A_2 \right] \\
 & + \cos(3\omega_1 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_1^3 \right] + \cos(3\omega_2 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_2^3 \right] \\
 & + \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] \\
 & + \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] \\
 & + \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] \\
 & + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] \quad (2. 10)
 \end{aligned}$$

A parte do sinal de saída de um sistema não linear correspondente à resposta de 3.^a ordem contém componentes espectrais centradas nos terceiros harmónicos das fundamentais dos tons de entrada (distorção harmónica de 3.^a ordem) e componentes que se sobrepõem às próprias fundamentais e que conduzem uma compressão ou expansão de ganho. Para além destas, resultam ainda componentes devido aos batimentos das componentes de 2.^a ordem com as fundamentais, dadas por:

$$y_{3, \text{intermod}}(t) = \frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \cos((2\omega_1 \pm \omega_2)t) + \frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \cos((2\omega_2 \pm \omega_1)t) \quad (2. 11)$$

Estas componentes, evidenciadas em (2. 11), designam-se por **Intermodulação de 3.^a ordem**.

Pode definir-se a *Relação: Sinal/Distorção de Intermodulação (C/I)*, ou simplesmente *Relação de Intermodulação* ('Intermodulation Ratio') – **IMR**, como a relação entre as potências de saída da fundamental e da distorção de intermodulação. [4]

$$\text{IMR} \equiv \frac{P_{\text{fundamental}}}{P_{\text{IMD}}} = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad (2. 12)$$

Assumindo mais uma vez que, os tons de excitação têm iguais amplitudes ($A_1 = A_2$), calcular-se-à em seguida a IMR, em unidades lineares, para este sistema não linear de 3.^a ordem, começando por determinar a potência de saída da fundamental:

$$P(\omega_1) = \frac{1}{T_{\omega_1}} \int_0^{T_{\omega_1}} (a_1 A_1 \cos(\omega_1 t))^2 dt = \frac{a_1^2 A_1^2}{T_{\omega_1}} \int_0^{T_{\omega_1}} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) \right) dt$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{a_1^2 A_1^2}{2T_{\omega_1}} [t]_0^{T_{\omega_1}} + \frac{a_1^2 A_1^2}{4\omega_1 T_{\omega_1}} \int_0^{T_{\omega_1}} 2\omega_1 \cos(2\omega_1 t) dt \\
 &= \frac{a_1^2 A_1^2}{2T_{\omega_1}} T_{\omega_1} + \frac{a_1^2 A_1^2}{4\omega_1 T_{\omega_1}} [\sin(2\omega_1 t)]_0^{T_{\omega_1}} \\
 &= \frac{a_1^2 A_1^2}{2} + \frac{a_1^2 A_1^2}{4\omega_1 T_{\omega_1}} \left[\sin\left(2 \times \frac{2\pi}{T_{\omega_1}} T_{\omega_1}\right) - \sin(0) \right] \\
 &= \frac{a_1^2 A_1^2}{2} \quad (2.13)
 \end{aligned}$$

De forma análoga, chega-se à potência da componente de intermodulação ($2\omega_1 - \omega_2$):

$$\begin{aligned}
 P(2\omega_1 - \omega_2) &= \frac{1}{T_{2\omega_1 - \omega_2}} \int_0^{2\omega_1 - \omega_2} \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^3 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) \right]^2 dt \\
 &= \frac{9a_3^2 A_1^6}{16T_{2\omega_1 - \omega_2}} \int_0^{2\omega_1 - \omega_2} \cos^2((2\omega_1 - \omega_2)t) dt \\
 &= \frac{9a_3^2 A_1^6}{32} \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

Substituindo agora, em (2.12), os valores calculados em (2.13) e (2.14):

$$IMR = \frac{\frac{a_1^2 A_1^2}{2}}{\frac{9a_3^2 A_1^6}{32}} = \frac{16a_1^2}{9a_3^2 A_1^4} \quad (2.15)$$

Considerando dois tons de excitação de igual amplitude, verifica-se que as componentes de intermodulação de 3.^a ordem crescem a 3dB/dB relativamente ao sinal de entrada.

A Figura 14 ilustra, graficamente, os conteúdos espectrais produzidos por um sistema não linear de 3.^a ordem, bem como, o conceito de IMR.

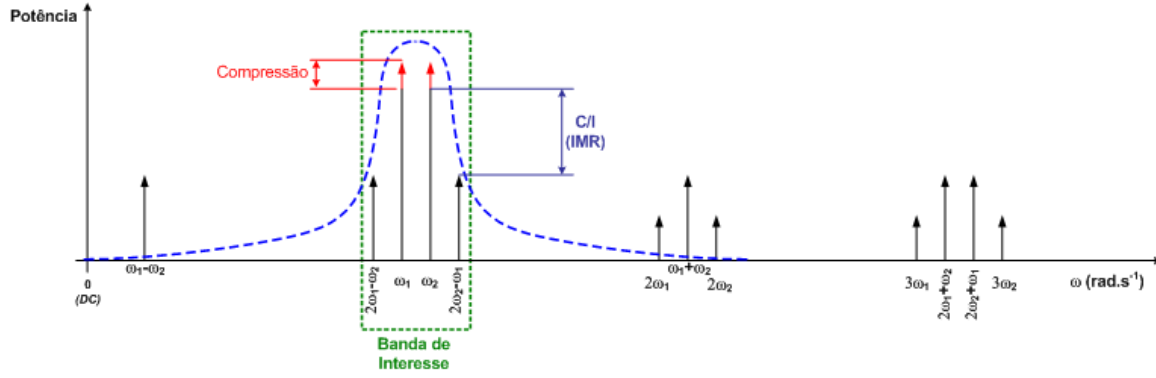


Figura 14. Componentes espectrais à saída de um sistema não linear de 3.^a ordem quando excitado à entrada por 2 tons.

Como se verifica, das componentes de distorção não linear geradas, as mais problemáticas são as que caem dentro da banda passante do sistema considerado, porque não se conseguem remover através de filtragem.

Componentes de distorção não linear na banda (*'in band'*):

$$y_{3, in-band_I}(t) = \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) \quad (2.16)$$

$$y_{3, in-band_S}(t) = \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) \quad (2.17)$$

Tendo em conta o que foi referido anteriormente, este tipo de distorção deverá ser alvo de especial atenção durante a fase de projecto do sistema.

2.2.1.4 Vector de Mistura

A excitação a dois tons do sistema não linear anteriormente considerada em (2. 2), e aí apresentada no domínio do tempo, pode, através da fórmula de Euler, assumir uma representação fasorial.

Fórmula de Euler:

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (2.18)$$

Representação da função co-seno a partir da fórmula de Euler:

$$\begin{cases} e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \\ e^{-j\theta} = \cos \theta - j \sin \theta \end{cases} \Leftrightarrow e^{j\theta} + e^{-j\theta} = 2 \cos \theta$$

$$\cos \theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \quad (2. 19)$$

Assim, a expressão (2. 2) correspondente à entrada do sistema, poderá rescrever-se da seguinte forma:

$$\begin{aligned} x(t) &= A_1 \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2} + A_2 \frac{e^{j\omega_2 t} + e^{-j\omega_2 t}}{2} \\ &= \frac{A_1}{2} e^{j\omega_1 t} + \frac{A_1}{2} e^{-j\omega_1 t} + \frac{A_2}{2} e^{j\omega_2 t} + \frac{A_2}{2} e^{-j\omega_2 t} \end{aligned} \quad (2. 20)$$

Conclui-se portanto que, a mesma entrada pode ser vista, no domínio da frequência, como a soma de quatro componentes espectrais às frequências $\pm \omega_1$ e $\pm \omega_2$.

Perante esta entrada, o sistema não linear exibirá uma resposta cujas componentes de frequência são todas as combinações possíveis da entrada:

$$\omega_m = m_{-2}(-\omega_2) + m_{-1}(-\omega_1) + m_1(\omega_1) + m_2(\omega_2) \quad (2. 21)$$

Onde m é o **vector de mistura**:

$$m = (m_{-2}, m_{-1}, m_1, m_2) \quad (2. 22)$$

Em seguida, apresenta-se uma tabela-resumo com as várias formas de distorção até à 3.^a ordem, presentes na resposta de um sistema não linear, quando excitado por dois tons de amplitudes distintas A_1 e A_2 .

Tabela 1. Quadro síntese das diversas formas de distorção não linear até à 3.^a ordem.

	Vector de Mistura				Componentes de Frequência	Amplitude de Saída	Tipo de Resposta
	m_{-2}	m_{-1}	m_1	m_2			
1. ^a Ordem	1	0	0	0	$-\omega_2$	$\frac{1}{2} a_1 A_2$	Linear
	0	1	0	0	$-\omega_1$	$\frac{1}{2} a_1 A_1$	
	0	0	1	0	ω_1	$\frac{1}{2} a_1 A_1$	
	0	0	0	1	ω_2	$\frac{1}{2} a_1 A_2$	
2. ^a Ordem	2	0	0	0	$-2\omega_2$	$\frac{1}{4} a_2 A_2^2$	Distorção Harmónica de 2. ^a Ordem
	0	2	0	0	$-2\omega_1$	$\frac{1}{4} a_2 A_1^2$	
	0	0	2	0	$2\omega_1$	$\frac{1}{4} a_2 A_1^2$	
	0	0	0	2	$2\omega_2$	$\frac{1}{4} a_2 A_2^2$	
	1	1	0	0	$-\omega_1-\omega_2$	$\frac{1}{2} a_2 A_1 A_2$	Distorção de Intermodulação de 2. ^a Ordem
	1	0	1	0	$\omega_1-\omega_2$	$\frac{1}{2} a_2 A_1 A_2$	
	0	1	0	1	$\omega_2-\omega_1$	$\frac{1}{2} a_2 A_1 A_2$	
	0	0	1	1	$\omega_1+\omega_2$	$\frac{1}{2} a_2 A_1 A_2$	
	0	1	1	0	$\omega_1-\omega_1$	$\frac{1}{2} a_2 A_1^2$	Alteração do Ponto de Polarização
	1	0	0	1	$\omega_2-\omega_2$	$\frac{1}{2} a_2 A_2^2$	
3. ^a Ordem	3	0	0	0	$-3\omega_2$	$\frac{1}{8} a_3 A_2^3$	Distorção Harmónica de 3. ^a Ordem
	0	3	0	0	$-3\omega_1$	$\frac{1}{8} a_3 A_1^3$	
	0	0	3	0	$3\omega_1$	$\frac{1}{8} a_3 A_1^3$	
	0	0	0	3	$3\omega_2$	$\frac{1}{8} a_3 A_2^3$	
	2	1	0	0	$-2\omega_2-\omega_1$	$\frac{3}{8} a_3 A_1 A_2^2$	Distorção de Intermodulação de 3. ^a Ordem
	1	2	0	0	$-2\omega_1-\omega_2$	$\frac{3}{8} a_3 A_1^2 A_2$	
	2	0	1	0	$-2\omega_2+\omega_1$	$\frac{3}{8} a_3 A_1 A_2^2$	
	0	2	0	1	$-2\omega_1+\omega_2$	$\frac{3}{8} a_3 A_1^2 A_2$	
	1	0	2	0	$2\omega_1-\omega_2$	$\frac{3}{8} a_3 A_1^2 A_2$	
	0	1	0	2	$2\omega_2-\omega_1$	$\frac{3}{8} a_3 A_1 A_2^2$	
	0	0	2	1	$2\omega_1+\omega_2$	$\frac{3}{8} a_3 A_1^2 A_2$	
	0	0	1	2	$2\omega_2+\omega_1$	$\frac{3}{8} a_3 A_1 A_2^2$	
	2	0	0	1	$-2\omega_2+\omega_2$	$\frac{3}{8} a_3 A_2^3$	Conversão AM/AM (Compressão ou Expansão de Ganho) e Conversão AM/PM (Desvio de Fase)
	0	2	1	0	$-2\omega_1+\omega_1$	$\frac{3}{8} a_3 A_1^3$	
	0	1	2	0	$2\omega_1-\omega_1$	$\frac{3}{8} a_3 A_1^3$	
	1	0	0	2	$2\omega_2-\omega_2$	$\frac{3}{8} a_3 A_2^3$	
	1	1	1	0	$-\omega_2+\omega_1-\omega_1$	$\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2$	Modulação Cruzada e Perda de Sensibilidade da Resposta
	1	1	0	1	$-\omega_1+\omega_2-\omega_2$	$\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2$	
	1	0	1	1	$\omega_1+\omega_2-\omega_2$	$\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2$	
	0	1	1	1	$\omega_2+\omega_1-\omega_1$	$\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2$	

2.2.1.5 Conceito de Ordem

As componentes de distorção geradas num sistema não linear excitado por 2 tons (ω_1 e ω_2) apresentam conteúdo espectral à frequência ω , que se obtém a partir da expressão seguinte:

$$\omega = m\omega_1 \pm n\omega_2 \quad (2. 23)$$

Em (2. 23) m e n são inteiros relativos.

A ordem do produto é assim definida por:

$$ordem \equiv |m| + |n| \quad (2. 24)$$

A título de exemplo, a componente de distorção de intermodulação apresentada em (2. 16) diz-se de **3.ª ordem**, pois $\omega = 2\omega_1 - 1\omega_2$, logo $|2| + |-1| = 3$. Analogamente, a distorção harmónica centrada em $2\omega_1$ diz-se de **2.ª ordem**, dado que, $|2| + |0| = 2$.

2.2.2 EFEITOS DA DISTRORÇÃO NÃO LINEAR (REVISITADO)

2.2.2.1 Distorção Harmónica

A distorção harmónica deve-se às componentes espectrais presentes na resposta de um sistema não linear, que se encontram localizadas em frequências que são múltiplos da fundamental, ou seja, $2\omega_c, 3\omega_c, 4\omega_c, \dots, n\omega_c$. Por razões óbvias, e de acordo com o ponto 2.2.1.5, é também designada por distorção harmónica não linear de 2.ª, 3.ª, 4.ª, ..., n.ª^{ésima} ordem, respectivamente.

Como estas componentes são réplicas distorcidas da fundamental, que sofrem uma translação para frequências mais elevadas, é possível eliminá-las ou atenuá-las suficientemente, através de um processo de filtragem. Assim, as harmónicas, por si só, não constituem um grave problema. Contudo, é de todo conveniente controlar o nível de energia por elas evidenciado, de forma a minimizar o risco de interacção com componentes de ordem inferior, passíveis de gerar intermodulação 'in band'.

2.2.2.2 Distorção de Intermodulação de 2.ª Ordem

A distorção de intermodulação de 2.ª ordem, resultante dos batimentos entre $\omega_2 \pm \omega_1$, e entre $-\omega_2 \pm \omega_1$, produz uma componente soma perto de $2\omega_c$, e uma diferença a baixa frequência, junto a DC. Estas componentes de intermodulação não são particularmente críticas porque se encontram afastadas da banda de interesse do sistema não linear – distorção 'out of band', podendo ser facilmente removidas através de filtragem.

2.2.2.3 Intermodulação

A distorção de intermodulação de 3.^a ordem, ou simplesmente intermodulação, e em particular a *'in band'* está associada aos produtos resultantes das combinações do tipo $2\omega_1 - \omega_2$ ou $2\omega_2 - \omega_1$, ou seja, $\omega_1 + (\omega_1 - \omega_2)$ ou $\omega_2 + (\omega_2 - \omega_1)$, respectivamente. Distam portanto dos sinais de entrada, de um valor igual à diferença de frequências dos tons à entrada.

Esta forma de distorção assume particular destaque em sistemas multi-portadora de espaçamento uniforme entre canais. Aí, a intermodulação produzida pelo batimento entre dois sinais contíguos cai precisamente sobre os canais adjacentes, comportando-se, relativamente a estes, como ruído. [10]

A intermodulação *'in band'* resultante da distorção não linear de ordem ímpar é a mais problemática, por exemplo, a que está associada às componentes espectrais centradas em $3\omega_1 - 2\omega_2$, ou em $2\omega_2 - \omega_1$. Como tal, a única forma de reduzir os seus efeitos é evitar a sua geração, compensando as funções de transferência não lineares ímpares de ordem superior à primeira.

2.2.2.4 Desvio do Ponto de Polarização

A resposta de um sistema não linear apresenta componentes de energia à frequência zero ($0\omega_c$), concretamente, os batimentos resultantes de ω_1 com $-\omega_1$, e de ω_2 com $-\omega_2$. Na prática, estas componentes DC são indistintas da polarização, pelo que, vão dar origem a uma alteração do ponto de polarização do dispositivo, que depende do nível de sinal de entrada.

Esta variação ocorre desde o ponto de repouso – definido como o ponto de polarização medido na ausência de qualquer excitação – até ao ponto de polarização obtido quando o sistema está sujeito a uma dada excitação, imposta por um sinal de entrada, com uma determinada potência. [10]

2.2.2.5 Distorção de Amplitude e de Fase

Como já se viu anteriormente, existem componentes de distorção que caem exactamente sobre as frequências dos sinais (fundamentais), sendo por isso mesmo impossíveis de observar independentemente. Este tipo de distorção designa-se vulgarmente por distorção correlacionada.

Estas contribuições vão somar-se às respostas lineares a $\pm\omega_1$ e $\pm\omega_2$.

Dado tratar-se de uma soma vectorial, é possível supor-se que cada componente de distorção possa decompor-se em duas contribuições, uma em fase, e outra em quadratura, com a componente linear.

À componente em fase atribui-se a **Conversão AM/AM**, isto é, dependência do ganho do amplificador com o nível de excitação. No caso da soma entre as contribuições de 1.^a e 3.^a ordens produzir interferência destrutiva, à medida que a de 3.^a ordem toma cada vez mais importância relativa (cresce a 3 dB/dB, ao passo que a de 1.^a ordem cresce apenas a 1 dB/dB) diminui o nível da saída, comparativamente com o esperado comportamento linear. Diz-se então haver **compressão de ganho**. No caso contrário de interferência construtiva diz-se haver **expansão de ganho**.

O principal efeito da contribuição aditiva de 3.^a ordem em quadratura é fazer variar a fase da resposta do sistema não linear em função da amplitude de excitação.

Por exemplo, no caso da entrada ser um sinal modulado em amplitude, a saída traria para além desta modulação de amplitude, uma modulação de fase, vulgarmente atribuída a uma forma de distorção chamada **Conversão AM/PM**. [10]

Para ilustrar graficamente o que se referiu anteriormente, consideremos então a representação, num referencial de eixos ortonormado, das componentes em fase (I) e em quadratura (Q) dos sinais da resposta linear e da resposta não linear de 3.^a ordem, desfasados entre si, bem como, o sinal de saída resultante, dado pela soma vectorial dos primeiros.

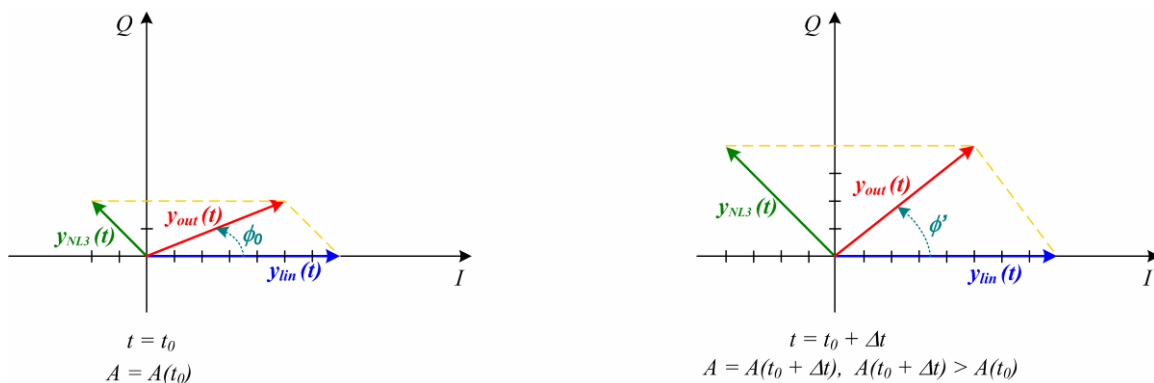


Figura 15. Variação da amplitude e fase do sinal de saída em função do aumento da amplitude do sinal de entrada – Representação fasorial.

Facilmente se constata que, variações na amplitude do sinal de entrada produzem variações na amplitude e na fase do sinal de saída.

Assim, de uma forma simples e sucinta, um sistema não linear na presença de uma excitação sinusoidal apresenta, entre outras, duas importantes características:

- i. **Conversão AM/AM**
que significa que a modulação da amplitude de entrada induz modulação na amplitude de saída;
- ii. **Conversão AM/PM**
que descreve a forma como a modulação da amplitude de entrada pode produzir modulação de fase na saída.

2.2.2.6 Perda de Sensibilidade na Resposta

A Perda de Sensibilidade na Resposta é um caso particular do anteriormente descrito. De facto, enquanto na situação anterior eram as próprias componentes do sinal que produziam a Conversão AM/AM e AM/PM sobre si próprios, aqui são os efeitos não lineares devidos a determinada componente que vão induzir variação do ganho do sistema à outra. Na prática isto traduz-se pela sensibilidade de um amplificador a um sinal fraco ser dependente da presença de um outro, independente, mas significativamente mais forte.

2.2.2.7 Modulação Cruzada

Em geral, e uma vez que, as conversões AM/AM e AM/PM são ditadas pelas variações da amplitude da envolvente, estas podem ser induzidas por ω_1 em ω_1 , e ω_2 em ω_2 , mas também a partir de ω_2 em ω_1 , e de ω_1 em ω_2 . Estes dois últimos casos correspondem à modulação cruzada. [10]

Em sinais modulados em amplitude a perda de sensibilidade pode manifestar-se também como modulação cruzada.

2.2.3 FIGURAS DE MÉRITO PARA CARACTERIZAÇÃO DE SISTEMAS NÃO LINEARES

2.2.3.1 Ponto 1 dB de Compressão

O Ponto 1 dB de Compressão (P_{1dB}) é definido como o valor da potência de saída ao qual o sinal de saída já sofreu uma compressão de 1 dB relativamente à potência do sinal de saída que se obteria se se extrapolasse a curva de resposta da característica linear do sistema na zona de sinal fraco. [4]

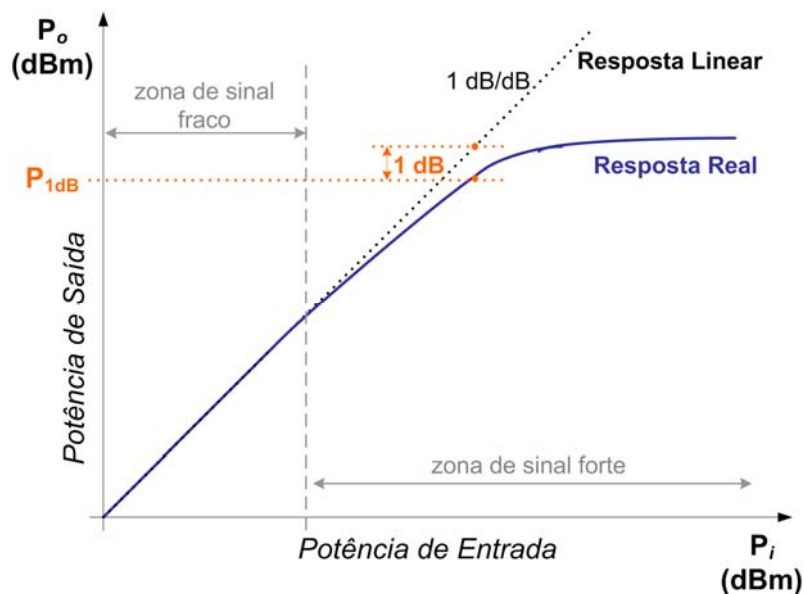


Figura 16. Interpretação gráfica do Ponto 1 dB Compressão.

2.2.3.2 IP3 – Ponto de Intersecção de 3.^a Ordem

O Ponto de Intersecção de 3.^a Ordem (IP3) é uma figura de mérito que caracteriza a distorção de 3.^a ordem de um sistema não linear, tendo por base um teste de dois tons. Define-se IP3 como o ponto onde a potência das componentes de intermodulação de 3.^a ordem iguala a componente linear à saída do sistema. Na prática, este ponto nunca é atingido visto que muito antes o sistema comprime. Contudo, continua a ser válido, pois a sua extrapolação permite caracterizar a distorção em qualquer ponto de funcionamento na região de sinal fraco do sistema. Esta figura de mérito pode ser referida à saída ou à entrada.

Matematicamente, é possível calcular o IP3 directamente a partir dos resultados obtidos em (2. 13) e (2. 14), assumindo-se – como se disse – uma excitação a dois tons não modulados de igual amplitude ($A_1 = A_2 = A_i$), mantendo-se apenas os termos da expansão em série de potências até à 3.^a ordem.

Aplicando a definição de IP3, que é a potência de saída linear extrapolada de uma das fundamentais que iguala a potência extrapolada de uma das componentes de intermodulação de 3.^a ordem, tem-se:

$$\begin{aligned}
 P(\omega_1) &= P(2\omega_1 - \omega_2) \\
 \frac{a_1^2 A_i^2}{2} &= \frac{9a_3^2 A_i^6}{32} \\
 A_i^2 \cdot (9a_3^2 A_i^4 - 16a_1^2) &= 0 \\
 \Rightarrow 9a_3^2 A_i^4 &= 16a_1^2 \\
 A_i^4 &= \left(\frac{4a_1}{3a_3} \right)^2 \\
 A_i^2 &= \frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right| \\
 A_{IP3} = A_i &= \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (2. 25)
 \end{aligned}$$

Finalmente, pode obter-se o IP3 substituindo A_i^2 em (2. 13):

$$IP3 = P(\omega_1) \Big|_{A_1=A_i} = \frac{a_1^2}{2} \left(\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right| \right) = \frac{2|a_1|^3}{3|a_3|} \quad (2. 26)$$

A Figura 17 evidencia uma interpretação gráfica do conceito de IP3, tendo por base um sistema de eixos (x,y), em unidades logarítmicas (dBm), onde se representam as Potência de Entrada e Potência de Saída, respectivamente.

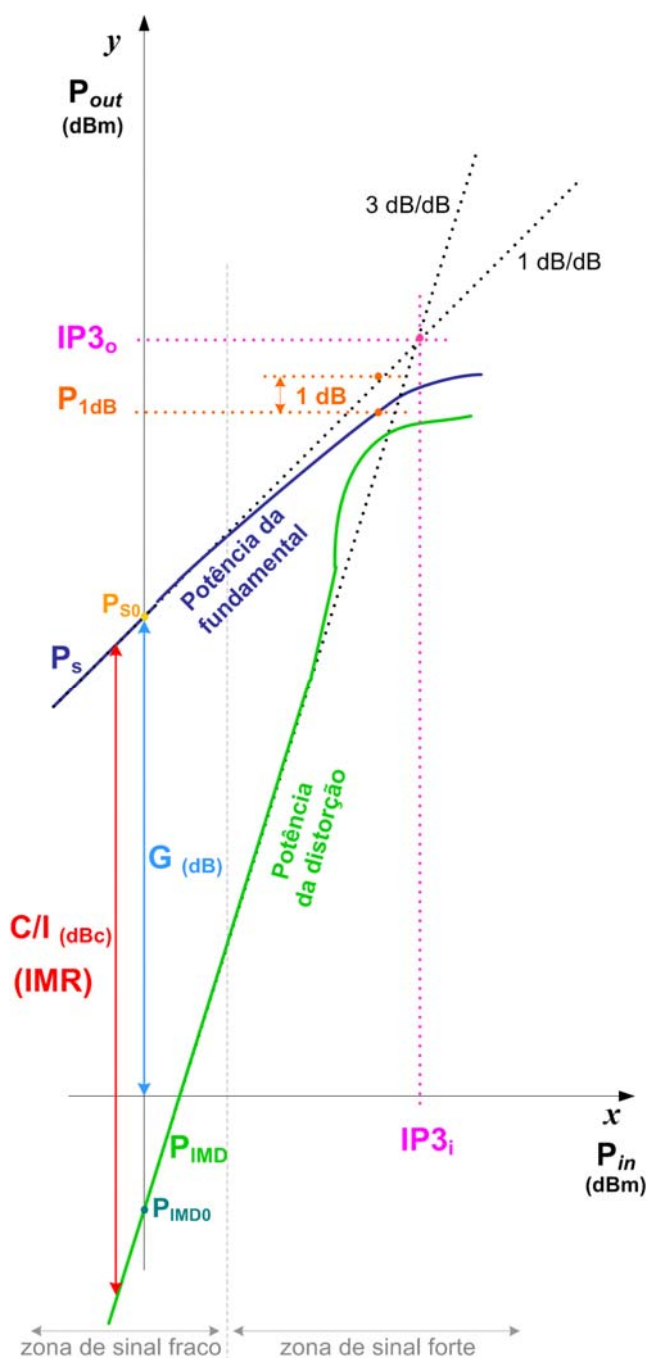


Figura 17. Interpretação gráfica do Ponto de Intersecção de 3.^a Ordem (IP3)

Legenda:

- P_s – Potência do sinal de saída (à fundamental)
 G – Ganho do sistema não linear
 P_{in} – Potência do sinal de entrada
 P_{in0} – Potência de entrada num dado ponto de referência
 P_{s0} – Potência de saída à fundamental que se obtém para a potência de excitação P_{in0}
 P_{IMD} – Potência da distorção de intermodulação
 P_{IMD0} – Potência da distorção de intermodulação que se obtém para a potência de excitação P_{in0}

Se quisermos determinar o IP3, teremos que calcular a intersecção das duas rectas de sinal fraco: P_S e P_{IMD0} .

Como se conhecem os declives de cada uma dessas rectas, para escrever as respectivas equações basta considerar apenas mais um ponto que pertença a cada uma delas.

Começando pela recta P_S , que representa a potência de saída da frequência fundamental, sabe-se que o seu declive é:

$$m = 1 \text{ dB} / \text{dB} \quad (2. 27)$$

Considerando um ponto de referência pertencente a esta recta, obtido para uma potência de entrada de P_{in0} (dBm):

$$(x_0, y_0) = (P_{in0}, P_{S0}) \quad (2. 28)$$

Pode assim escrever-se a equação da recta P_S , partindo de:

$$y - y_0 = m_s (x - x_0) \quad (2. 29)$$

Substituindo agora (2. 27) e (2. 28) em (2.29), chega-se finalmente à sua equação:

$$\begin{aligned} y - P_{S0} &= x - P_{in0} \\ y &= x - P_{in0} + P_{S0} \end{aligned} \quad (2. 30)$$

De forma análoga, para a recta P_{IMD0} tem-se o declive:

$$m = 3 \text{ dB} / \text{dB} \quad (2. 31)$$

E um ponto de referência pertencente à recta, obtido à mesma potência de entrada que o anterior:

$$(x_0, y_0) = (P_{in0}, P_{IMD0}) \quad (2. 32)$$

Substituindo (2. 31) e (2. 32) em (2. 29):

$$\begin{aligned} y - P_{IMD0} &= 3(x - P_{in0}) \\ y &= 3x - 3P_{in0} + P_{IMD0} \end{aligned} \quad (2. 33)$$

Para se obter o IP3, intersectam-se ambas as equações das rectas de sinal fraco (2. 30) e (2. 33):

$$\begin{aligned} \begin{cases} y = x - P_{in0} + P_{S0} \\ y = 3x - 3P_{in0} + P_{IMD0} \end{cases} &\Leftrightarrow \begin{cases} 2x - 2P_{in0} + P_{IMD0} - P_{S0} = 0 \\ \text{---} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} x = \frac{P_{S0} + 2P_{in0} - P_{IMD0}}{2} \\ y = \frac{P_{S0} + 2P_{in0} - P_{IMD0}}{2} - P_{in0} + P_{S0} \end{cases} \\ &\Leftrightarrow \begin{cases} \text{---} \\ y = \frac{3P_{S0} - P_{IMD0}}{2} \end{cases} \end{aligned}$$

Tem-se por isso, que:

$$IP3 = \frac{3P_{S0} - P_{IMD0}}{2} \quad (2.34)$$

Da Figura 17 tira-se ainda que:

$$P_S = G + P_{in} \quad (2.35)$$

E também que, o IMR ou C/I, já definido em (2.12) em unidades lineares, pode agora rescrever-se em unidades logarítmicas como:

$$C/I_{dBc} = IMR = P_S - P_{IMD} \quad (2.36)$$

O que, para os dois pontos de referência (2.28) e (2.32) considerados anteriormente, pode concretizar-se na expressão (2.37), cuja interpretação gráfica se apresenta na Figura 18:

$$C/I_{dBc} = IMR = P_{S0} - P_{IMD0} \quad (2.37)$$

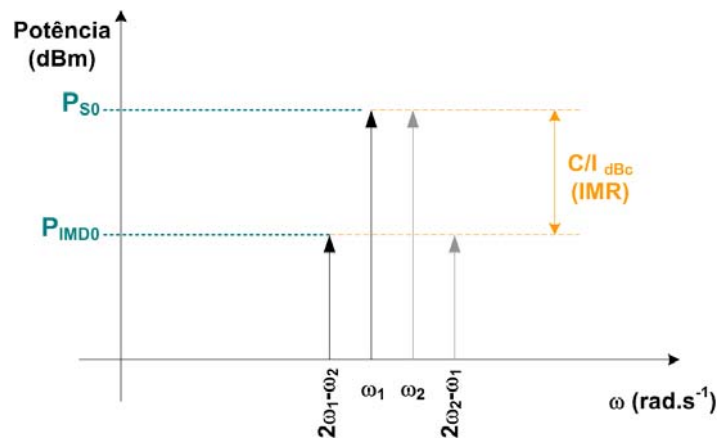


Figura 18. Representação espectral do sinal de saída de um sistema não linear excitado por 2 tons de igual amplitude com uma potência de entrada P_{in0} , com o IMR obtido nessa situação.

Relacionando agora o IMR (2.37) com o IP3 (2.34), tem-se:

$$\begin{cases} IP3 = \frac{3P_{S0} - P_{IMD0}}{2} \\ IMR = P_{S0} - P_{IMD0} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} P_{IMD0} = 3P_{S0} - 2IP3 \\ IMR = 2IP3 - 2P_{S0} \end{cases}$$

Donde resulta:

$$IP3 = \frac{IMR}{2} + P_{S0} \quad (2.38)$$

2.2.3.3 ACPR ('Adjacent Channel Power Ratio')

O 'Adjacent Channel Power Ratio' (ACPR) é uma figura de mérito que permite caracterizar a distorção de intermodulação, evidenciando o grau de ocupação de canais adjacentes devido aos efeitos não lineares de um dado sistema. [4][12]

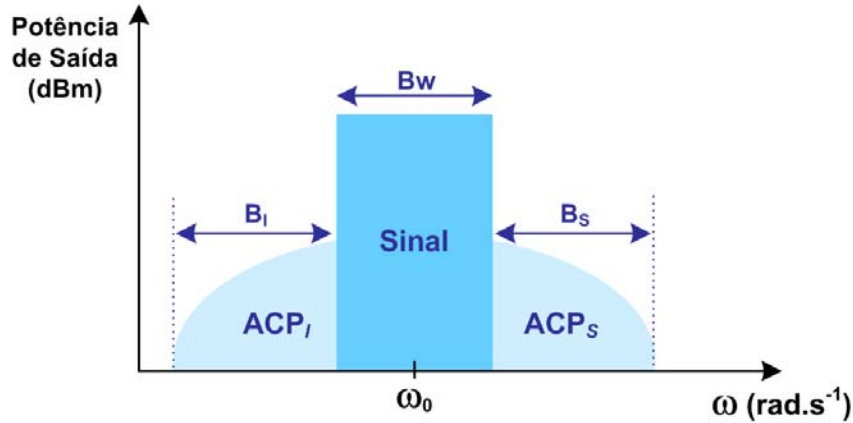


Figura 19. Bandas de integração usadas na caracterização do ACPR.

O ACPR é definido como pela razão entre a potência integrada numa determinada largura de banda **Bw** centrada na frequência da portadora (ω_0) e a potência integrada no canal adjacente (ACP).

$$ACPR_{I,S} \equiv \frac{\text{Potência do Sinal de Saída no Canal}}{\text{Potência Integrada no Canal Adjacente}_{I,S}} \quad (2.39)$$

Na zona de sinal fraco é válida a seguinte expressão:

$$ACPR_{I,S} \approx \frac{3}{4} IMR \quad (2.40)$$

2.2.3.4 NPR ('Noise Power Ratio')

O 'Noise Power Ratio' (NPR) é uma medida da distorção que cai sobre o próprio canal. [4][12][13]

Para efectuar a sua medição é necessário extrair uma "fatia" de sinal no centro da banda, através de um filtro de banda estreita, e analisar o nível de distorção que cai nesse ponto. O NPR é definido como a razão entre a densidade espectral de potência medida com filtragem e sem filtragem. O sinal de entrada usado é constituído por ruído branco com a mesma largura de banda do sistema em teste e com a mesma potência de entrada em ambos os casos.

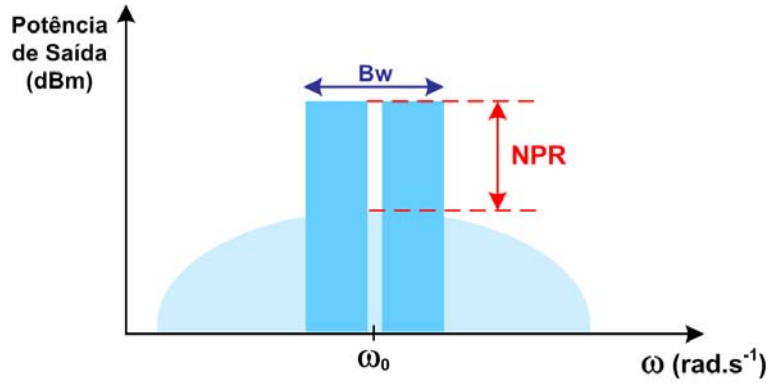


Figura 20. Ilustração gráfica do conceito de NPR.

Ao retirar uma “fatia” de sinal está-se a alterar as características do sinal de teste. Para que o efeito seja desprezável é necessário que a banda do sinal retirado seja a mais estreita possível. Ainda assim, as componentes de distorção, devidas ao sinal retirado, que caíam sobre ele, não vão estar presentes. Desta forma, o NPR não traduz toda a distorção co-canal de um sistema.

$$NPR \equiv \frac{\text{Densidade Espectral de Potência do Sinal}}{\text{Densidade Espectral de Potência da Distorção Co – canal}} \quad (2.41)$$

Na zona de sinal fraco são válidas as seguintes expressões:

Para um sinal centrado na banda de passagem

$$NPR(\omega_0) \approx \frac{1}{6} IMR \quad (2.42)$$

Para um sinal centrado na extremidade da banda

$$NPR\left(\omega_0 \pm \frac{B_w}{2}\right) \approx \frac{1}{4} IMR \quad (2.43)$$

2.2.3.5 CCPR ('Co-Channel Power Ratio')

O 'Co-Channel Power Ratio' (CCPR) é uma figura de mérito que caracteriza o nível de distorção co-canal de um sistema. [4][12][14]

Na medição do CCPR, todas as componentes do sinal de entrada são consideradas. Assim, esta figura de mérito é mais efectiva na caracterização co-canal do que o NPR.

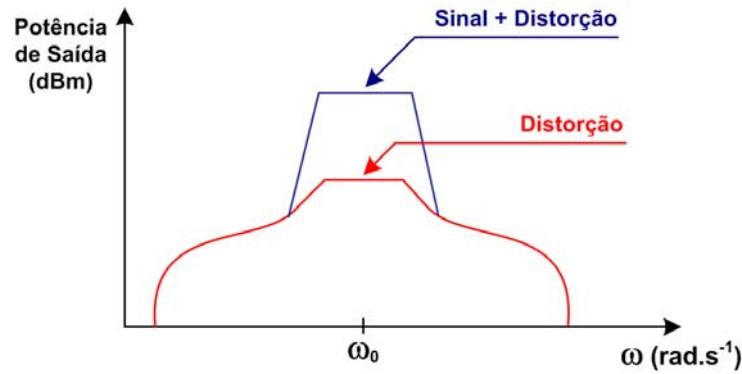


Figura 21. Distorção Co-canal.

Assim, efectua-se a integração da banda de passagem à saída de um dado sistema, para uma potência pré-definida, com e sem cancelamento da componente linear, de acordo com a representação gráfica apresentada na Figura 21.

$$CCPR \equiv \frac{\text{Potência do Sinal}}{\text{Potência Integrada da Distorção Co - canal}} \quad (2.44)$$

Na zona de sinal fraco é válida a expressão:

$$CCPR \approx \frac{3}{4^3} IMR \quad (2.45)$$

CAPÍTULO 3

3 INTERMODULAÇÃO PASSIVA (PIM)

Em ambientes radioelétricos, onde coexistem diversas frequências, associadas a 'sites' que alojam estações de diferentes serviços, como sejam, o móvel terrestre, móvel marítimo e móvel aeronáutico, ou ainda estações terrenas de satélite, entre outros, poderão surgir produtos de intermodulação passiva (PIMP), gerados em materiais não lineares e/ou contactos metálicos, susceptíveis de causar sérias interferências nos sistemas rádio.

Os produtos de intermodulação são, como já se referiu anteriormente, emissões espúrias ou radiações não essenciais, gerados quando um ou mais sinais se misturam em dispositivos com características não lineares.

A intermodulação torna-se num sério problema de interferência prejudicial, essencialmente quando os produtos caem dentro da banda passante dos receptores que operam nas proximidades. O seu potencial de risco acentua-se em sistemas onde a diferença entre a potência emitida e recebida é elevada, como por exemplo, no caso das estações de base de GSM/UMTS. Isto porque, sendo a potência emitida elevada, se houver lugar ao aparecimento de componentes de distorção por PIM, estas apresentam níveis de energia da mesma ordem de grandeza, ou até mesmo superiores aos dos sinais que se pretendem receber e, se para além disso, estas surgirem dentro da banda (*in band*) de recepção, estamos perante um grave problema de interferência. Nesta perspectiva, um dos elementos particularmente críticos da cadeia de emissão/recepção é o sistema radiante. [18]

Num ambiente rádio existem três pontos principais onde a intermodulação pode ocorrer:

- a. Andares finais dos transmissores devido a não linearidades dos circuitos de amplificação de potência;
- b. Andares de entrada dos receptores devido a não linearidades presentes nos misturadores e circuitos de RF;
- c. Materiais não lineares e contactos metálicos não lineares, tais como, junções deficientes e/ou corroídas em cabos coaxiais, guias de onda, conectores, acopladores, redes de vedações, estruturas metálicas, torres e mastros.

Enquanto que, a interferência que resulta da intermodulação gerada por transmissores e receptores pode ser minimizada através de sistemas de isolamento e filtragem adequados, já a interferência de intermodulação, devido a não linearidades presentes em contactos ou materiais metálicos, não pode ser suprimida ou mitigada pelas mesmas técnicas. Os produtos de intermodulação gerados em componentes passivos podem por isso surgir sempre que componentes metálicos se encontrem em contacto e na presença de um campo electromagnético. Isto porque, os óxidos presentes nas superfícies metálicas que se encontram entre os componentes em contacto podem comportar-se como uma junção semicondutora, de tal forma que, o potencial "aos terminais" dessa junção, induzido pelo campo eléctrico incidente, produzirá correntes na junção que irão radiar produtos de intermodulação interferentes. Estas fontes de interferência são alvo de particular interesse em aplicações militares a bordo de embarcações, devido ao elevado número de contactos metálicos corroídos, habitualmente encontrados nos navios. [39] Sabe-se que as principais fontes de interferência, neste tipo de ambientes, resultam de não linearidades associadas aos mais variados objectos localizados nas imediações dos equipamentos de emissão e recepção. Os cabos metálicos foram identificados como grandes fontes de interferência, mas para além destes, também as juntas de dilatação, as amarras ou as

correntes usadas para ancorar as embarcações ao cais, apresentam não linearidades significativas. Outros objectos também identificados como potencialmente problemáticos incluem ainda as escadas, os ganchos de suspensão dos barcos salva-vidas, amuradas, espias usadas no suporte de mastros de antenas, nos portalós de acesso ao navio, e noutras estruturas similares. [44]

Ao longo das últimas décadas, a PIM tem causado sérios problemas a muitos sistemas de comunicação. Recentemente, este problema tem atraído novas atenções devido ao elevado número de casos observados, consequência do surgimento de novos serviços e do aumento do número de estações de radiocomunicações.

No Capítulo 2 considerou-se apenas a excitação de um sistema não linear por intermédio de duas frequências ou tons, no entanto, em ambientes onde coexistem múltiplas frequências, o número de produtos de intermodulação cresce muito rapidamente com o aumento do número de canais de transmissão em actividade, e com a ordem desses produtos de intermodulação. Tal facto é ilustrado na Figura 22, que evidencia a relação entre o número de produtos de intermodulação *'in band'* de ordem ímpar e o número de canais em emissão. [17]

Dado que, as amplitudes dos produtos de intermodulação decaem significativamente à medida que aumenta a ordem, os de ordem inferior são muito mais susceptíveis de causar interferências. Contudo, alguns dos produtos de ordem superior, quando gerados por sinais muito fortes, podem ter amplitudes suficientemente elevadas para criar interferência. Isto acontece tipicamente em comunicações via satélite, em comunicações militares, e em radiodifusão, onde os transmissores de elevada potência e os receptores de baixo ruído se encontram localizados muito próximo uns dos outros. Aqui, a interferência não é geralmente provocada pelos produtos de ordem par, dado que, estes caem suficientemente longe da banda de recepção, o que permite a sua filtragem. Muitos dos produtos de ordem ímpar podem também ser descontados pela mesma razão. Apenas aqueles que caem junto à banda de recepção são problemáticos. [15]

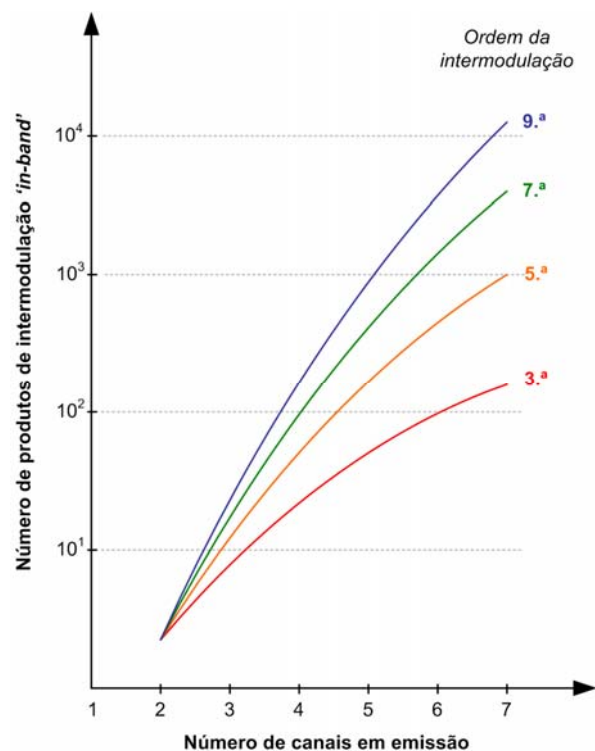


Figura 22. Relação entre o número de canais em emissão e o número de produtos de intermodulação *'in band'*

O aumento generalizado da utilização de sistemas e serviços de comunicações móveis suportados por tecnologia rádio, levou os operadores a instalar os seus 'sites' por todo o país. Tendo em vista a optimização dos parâmetros de cobertura, é essencial a escolha de uma localização estratégica para os 'sites', todavia isso obriga muitas das vezes a co-localizar as suas estações com outras dos seus congéneres, ou até de outros serviços. Ora, num ambiente onde se verifique uma forte concentração de meios rádio em funcionamento, e onde haja o envolvimento de um vasto conjunto de frequências, quando os canais/frequências atribuídos para emissão e recepção estão muito próximos – por questões de optimização do uso do espectro radioelétrico que é escasso – o risco de ocorrer interferência no próprio sistema ou em sistemas adjacentes é muito elevado.

De tudo o que já se disse anteriormente, interessa reter que os principais factores de risco, que podem estar associados ao aparecimento de PIM, são a existência de sistemas que emitem sinais de RF de elevada potência, a utilização em simultâneo de múltiplas frequências, a disposição de forma muito compacta das respectivas antenas numa mesma torre, ou em torres adjacentes muito próximas, ou ainda num mesmo satélite.

A geração de distorção por PIM, nestas condições, resulta tipicamente, ou de uma junção metal-metal não linear, ou de um material não linear sujeito a uma elevada densidade de campo eléctrico ou magnético. Estas fontes de PIM podem estar localizadas dentro das próprias antenas ou nas linhas de transmissão que a alimentam, ou em objectos que se encontrem nas proximidades que re-radiam os sinais de PIM para a sua vizinhança.

O receptor interferido pode pertencer ao próprio sistema que gera os sinais interferentes ou a um sistema vizinho. Nas comunicações via satélite, os componentes mais críticos são tipicamente, as superfícies reflectoras, as baixadas das antenas, '*multiplexers*', filtros, '*flanges*' de guias de onda, e estruturas de suporte. [18]

Nas comunicações por satélite, convém acautelar, com a devida antecedência, o risco de geração de PIM. Pois, devido ao facto de um satélite, hoje em dia, suportar a emissão e recepção simultânea de múltiplas frequências e elevadas potências de emissão, estão por isso particularmente vulneráveis. Como tal, esse esforço tem que ser despendido obrigatoriamente na fase de projecto e de testes, uma vez que, depois deste se encontrar em órbita, pouco mais há a fazer.

3.1 FENÓMENO FÍSICO E FONTES DE ORIGEM

Há muito tempo que se sabe que os pontos de contacto entre metais são amplamente propensos à geração de intermodulação passiva. Todavia, grande parte da investigação realizada neste domínio tem-se baseado essencialmente na teoria da electricidade em corrente contínua (DC) ou em aplicações de baixa frequência. Os materiais ferromagnéticos e ferrites são conhecidos como fontes de geração de distorção por PIM devido ao seu comportamento não linear. Por outro lado, têm sido muito menos estudados os efeitos de superfície. Por exemplo, as superfícies metálicas rugosas ou irregulares estão identificadas como fontes de PIM. A variabilidade temporal é característica da distorção por PIM originada em contactos, resultando do facto das cargas minoritárias na geometria do contacto poderem fazer variar o nível de PIM consideravelmente. Os efeitos não lineares na maior parte dos materiais são usualmente mais invariáveis no tempo.

Existe um certo número de estudos focalizados na problemática da geração de PIM em vários materiais e dispositivos, tendo inclusivamente sido propostos alguns modelos teóricos sobre o assunto. Contudo, actualmente, não há ainda um modelo genérico universalmente aceite, que possa prever com exactidão, o comportamento da PIM, num dado dispositivo. A modelização é uma tarefa difícil porque os detalhes microscópicos de um contacto, num dado instante de medida, podem não ser conhecidos com exactidão. Além disso, o estado de pureza do material, as imperfeições, a composição das ligas metálicas, e as propriedades da superfície, afectam o nível

de PIM. Adicionalmente, não linearidades muito pequenas são susceptíveis de produzir considerável distorção por PIM.

Há um elevado número de processos físicos por detrás da PIM, encontrados na literatura, e descritos neste capítulo. [18]

De uma forma geral, a PIM resulta essencialmente de não linearidades associadas a [17]:

1. Contactos;
2. Materiais.

No primeiro caso, em virtude de contactos metálicos pobres ou devido à perda de contacto e/ou oxidação. No segundo caso, por exemplo, por efeitos de histerese em materiais ferromagnéticos, como o aço macio. [58]

A título complementar, iremos fazer alusão a efeitos resultantes de irregularidades nas superfícies, soldaduras e revestimentos, e ainda uma breve análise à dependência temporal das fontes de PIM, terminando com uma referência a outros fenómenos não lineares observáveis em ambientes radioelétricos de elevada potência.

3.1.1 FENÓMENOS DE CONTACTO

Os fenómenos de contacto ocorrem frequentemente em conectores, uniões e transições de guias de onda, parafusos de sintonia, rebites, fracturas nos materiais, etc. Os mecanismos mais comuns envolvidos são:

- *Efeitos mecânicos*, resultantes de pontos de contacto em superfícies unidas entre si;
- *Efeitos eléctricos*, devido a pontos de contacto eléctrico ('A-spots');
- *Efeitos térmicos*, originados por pontos de contacto eléctrico e por elevadas correntes eléctricas nessas zonas, por exemplo, em cabos coaxiais e guias de onda.

3.1.1.1 Caracterização de um contacto

Um contacto eléctrico é uma junção entre dois condutores capazes de transportar uma corrente eléctrica. Uma vez que, as superfícies de um condutor nunca são exactamente lisas nem suaves à escala microscópica, a área do contacto eléctrico é constituída por uma ou mais pequenas áreas, chamadas '*spots*'. O tamanho e o número de '*spots*' depende, não só da geometria da superfície, mas também da rigidez metálica e da força aplicada ao contacto.

As propriedades das superfícies em contacto têm um forte efeito no comportamento de um contacto eléctrico. Nalguns casos, as superfícies possuem um revestimento à base de materiais electricamente bons condutores, como a Prata ou o Ouro. Todavia, noutras situações, estas encontram-se oxidadas ou contaminadas. A contaminação pode ser condutora ou isoladora, e conter, por exemplo, hidrocarbonetos, poeiras, vestígios de resina deixados pela soldadura, ou partículas resultantes do processo de maquinaria/fabrico do contacto. O conector representado na Figura 24 é um exemplo de um contacto eléctrico.



(a)



(b)

Figura 23. Conectores de tipo “N” para Cabos Coaxiais. (a) “N” – Fêmea. (b) “N” – Macho.

A área de contacto aparente A_a , que corresponde à área de contacto microscópica, é tipicamente muito maior do que a superfície de apoio da carga A_b , que corresponde à área das superfícies que estão efectivamente em contacto metálico. A superfície de apoio da carga pode ser posteriormente dividida em ‘spots’ de contacto metálico, ‘spots’ quase-metálicos separados por uma fina película, e áreas revestidas por películas espessas. Os ‘spots’ metálicos e quase-metálicos constituem a área de condução, por onde o fluxo de corrente que por lá passa é governado por diferentes fenómenos físicos. Nos ‘spots’ metálicos a corrente depende da condutividade do metal, e o efeito de túnel pode dominar o comportamento do fluxo de corrente através de películas finas. As áreas de películas espessas podem ser isoladoras, condutoras, ou podem ainda estar sujeitas a disrupção eléctrica. A área de condução A_c é tipicamente menor que A_b , mas a relação entre A_a , A_b e A_c é difícil de estabelecer para um determinado contacto específico.

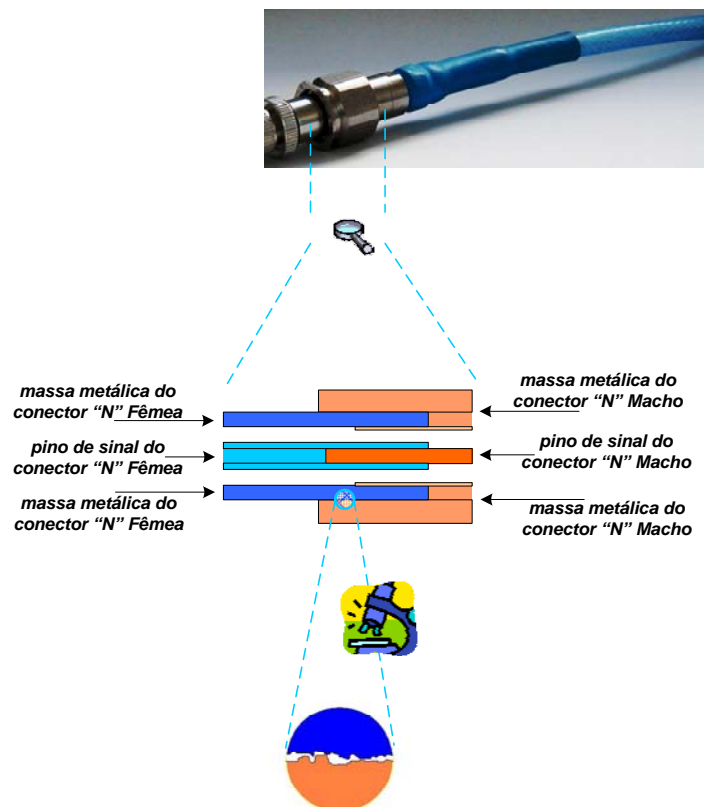


Figura 24. Contacto metálico resultante da ligação de conectores do tipo “N” – macho e fêmea.

3.1.1.2 Contactos Metálicos, 'A-Spots'

Em geral, a área de condução é constituída por vários 'spots' circulares ou ovais. Estes 'spots' são usualmente designados por '**A-Spots**'⁷. O seu tamanho pode ser examinado com um microscópio de varrimento electrónico. Por exemplo, numa superfície de Alumínio polida com $A_a = 3 \text{ mm}^2$, o diâmetro dos 'A-Spots' varia de 5 a 100 μm , apesar das superfícies terem um tratamento semelhante. [18] Foi ainda observada a existência de tensões elevadas e instáveis num contacto, associadas a 'A-Spots' de elevada dimensão.

Como a corrente tem que fluir através de um 'A-Spot' de reduzidas dimensões, surgirá então uma resistência adicional, relativamente à situação em que se tem uma junção ideal. Esta resistência é chamada **Resistência de Constrição**⁸.

A quantidade, a geometria e a área dos 'A-Spots' podem ser estocásticas, e dependem dos parâmetros dos materiais que constituem os condutores, da topografia das superfícies de junção, e da força aplicada à junção.

Por questões de simplicidade, é habitual assumir-se que os 'A-Spots' são circulares.

Analisando um único 'A-Spot', a sua resistência de constricção depende do seu raio e da resistividade do material condutor. Assumindo que, os dois eléctrodos localizados em cada um dos lados do 'A-Spot', e que se encontram em contacto galvânico entre si, são semi-infinitos, então a resistência de constricção à frequência zero (a DC) pode ser calculada através do modelo do elipsóide de Holm [32][33]:

$$R_{1c} = \frac{\rho}{2a} \quad (3.1)$$

Com:

R_{1c} – Resistência de Constrição de um 'A-Spot', (Ω)
 ρ – Resistividade do material condutor, ($\Omega\cdot\text{m}$), à temperatura de referência T_0 ⁹.
 a – Raio da superfície circular de contacto do 'A-Spot', (m^2)

Se houver uma película entre as superfícies de contacto, vai existir uma resistência adicional à resistência do contacto, e também uma capacidade de contacto na junção. [18]

Por exemplo, para um 'A-Spot' com um raio de 10 μm , num material de Alumínio¹⁰, e usando a expressão (3. 1), a sua resistência de constricção é de $1.45 \times 10^{-3} \Omega$.

A equação (3. 1) é válida apenas para DC, e como tal, não entra em consideração com o efeito pelicular¹¹ da corrente. Em consequência disso, a resistência de contacto aumenta, enquanto que a resistência de constricção pode mesmo diminuir com o aumento da frequência. [18]

A resistência de constricção é não linear e é dada como uma possível explicação para o fenómeno de PIM. A não linearidade aqui referida advém do aquecimento provocado pela corrente que atravessa o contacto, causando variações da resistividade. A dependência da resistividade com a temperatura é dada pela expressão seguinte [34]:

⁷ A letra 'A' refere-se ao raio de um 'spot' circular.

⁸ **Constrição:** aperto, compressão, pressão exercida sobre um objecto. [49]

⁹ A temperatura de referência T_0 é tipicamente 20 °C.

¹⁰ Alumínio: $\rho_0 = 2.9 \times 10^{-8} (\Omega\cdot\text{m})$ @ 20 °C.

¹¹ Devido ao efeito pelicular, para frequências mais elevadas, a corrente que circula no condutor fica confinada a uma zona periférica, junto à sua superfície.

$$\rho = \rho_0 [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (3.2)$$

Em que:

- ρ – Resistividade do material à temperatura T , ($\Omega.m$)
- ρ_0 – Resistividade do material à temperatura T_0 , ($\Omega.m$)
- α – Coeficiente de temperatura da resistividade, (unidades numéricas $^{\circ}C^{-1}$)
- T – Temperatura do material, ($^{\circ}C$)
- T_0 – Temperatura de referência, (usualmente $20^{\circ}C$)

Se se pretender generalizar a equação (3.1) a vários ‘A-Spots’ contidos nas proximidades de uma mesma vizinhança, é necessário ter em consideração que o fluxo eléctrico que atravessa um ‘A-Spot’ depende do fluxo eléctrico que atravessa os ‘A-Spots’ vizinhos.

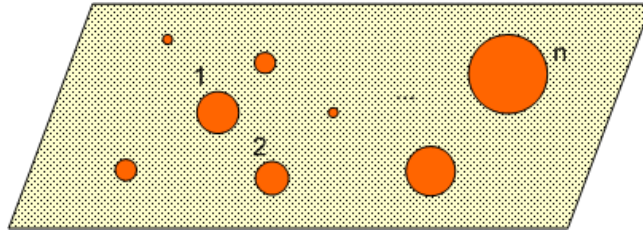


Figura 25. Vários ‘A-Spots’ distribuídos sobre uma superfície de junção irregular (segundo um plano de corte).

A resistência de constricção de uma junção com vários ‘A-Spots’ é dada pelo paralelo das resistências das ligações de todos os ‘A-Spots’ e por um termo adicional (\Re) que descreve a interação entre os diversos fluxos de corrente. A expressão (3.3) é, por isso, a generalização de (3.1) a n ‘A-Spots’.

$$R_C = \frac{\rho}{2 \sum_{i=1}^n a_i} + \Re \quad (3.3)$$

De forma a simplificar os cálculos, pode assumir-se que todos os ‘A-Spots’ apresentam o mesmo raio médio \bar{a} , e assim (3.3) virá apenas como:

$$R_C = \frac{\rho}{2n\bar{a}} + \Re \quad (3.4)$$

É ainda de relevar que, se dois condutores estão ligados entre si, formando um contacto eléctrico fixo, ou seja, uma junção eléctrica, então a resistência da junção não permanece constante, e tende a aumentar ao longo do período de funcionamento. Este comportamento a longo prazo da resistência da junção pode ser influenciado por diferentes mecanismos de envelhecimento, tais como: os processos de corrosão, ‘fretting’, e relaxação por fadiga, entre outros. [32] Voltaremos a estes assuntos mais adiante, quando analisarmos os fenómenos de variação temporal.

3.1.1.3 Efeito de Túnel

A superfície de muitos dos materiais encontra-se coberta por uma fina camada de óxido ou de outro componente químico. Por exemplo, é comum uma fina camada com 10 a 100 Å de Óxido de Alumínio (Al_2O_3) crescer espontaneamente numa superfície de alumínio. Esta película isolante gera uma barreira de potencial entre as superfícies metálicas. Quando os electrões têm energia suficiente para saltar para além dessa barreira de potencial, estamos perante um fenómeno designado Emissão termiônica ou efeito Schottky. Se os electrões tiverem menos energia do que no caso anterior, penetram na barreira de potencial com alguma probabilidade, abrindo como que um túnel na barreira, o chamado **efeito de túnel**. Este efeito é apenas mensurável para camadas mais finas que 100 Å.

Na mecânica quântica, o efeito de túnel é um fenómeno micro e nanoscópico, em que uma partícula viola princípios da mecânica clássica, penetrando ou passando através de uma barreira de potencial com energia mais elevada do que a energia cinética da partícula. [35]

Uma barreira, à luz da teoria do túnel quântico, pode ser descrita como um estado de energia, análogo a uma montanha que, pelas leis da mecânica clássica, seria intransponível sem a energia suficiente para o conseguir. Contudo, à escala quântica, os objectos exibem um comportamento ondulatório; e por isso o movimento dos *quanta* em direcção à “montanha” de energia potencial pode ser descrito pela sua função de onda, que representa a probabilidade de encontrar essa partícula numa dada localização de um dos lados da barreira. Se essa função descrever a partícula como estando do outro lado da barreira, então existe a probabilidade de ela se ter movido através da barreira, atravessando-a, ao invés de ter saltado por cima dela. Ora, isto sugere que a partícula abriu um túnel através da barreira, por onde passou.

Na mecânica clássica, a partícula está confinada ao núcleo devido à elevada energia que é necessária para a remover de lá, ou seja, para afastá-la de um potencial que é muito forte. Nestas circunstâncias é necessária uma enorme quantidade de energia para arrancar a partícula ao núcleo. Na mecânica quântica, contudo, existe uma probabilidade da partícula poder abrir um túnel através da barreira de potencial e desagregar-se do núcleo.

O efeito de túnel é apontado como uma das causas de PIM, e por isso, tem sido experimentalmente estudado. [36][37] Este fenómeno assume particular relevância nas junções metal-isolador-metal, de que são exemplo as junções $\text{Al}-\text{Al}_2\text{O}_3-\text{Al}$, onde se dá, frequentemente, a geração de produtos de intermodulação resultantes da condução não linear, devido ao túnel de electrões que se estabelece através das películas de óxido de alumínio. A Figura 26 apresenta uma característica corrente-tensão ($i-v$) típica dessas junções não lineares. [37][39]

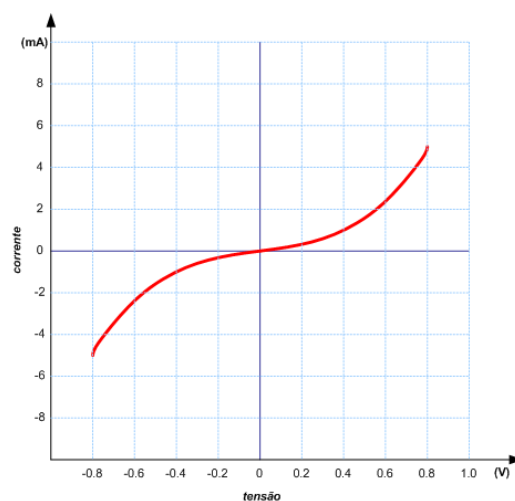


Figura 26. Característica $i-v$ típica de uma junção $\text{Al}-\text{Al}_2\text{O}_3-\text{Al}$.

Em determinados sistemas de comunicação há necessidade de transmitir e receber, simultaneamente, sinais de RF. Sendo habitual encontrar as unidades de transmissão e recepção acopladas entre si, e a partilharem o mesmo espaço físico. Isto acontece, por exemplo, nos satélites em órbita, ou em sistemas de comunicação a bordo de navios militares. Em ambas as situações, existe uma diferença abissal entre os níveis de potência emitida e recebida¹², e como tal, o controlo dos produtos de intermodulação que caem na banda de recepção assume um carácter extremamente crítico, e deve ser minimizado. Neste contexto, os mecanismos de condução não linear, que são normalmente desprezáveis em componentes passivos, passam a ser potenciais fontes de interferência por intermodulação e podem degradar seriamente o desempenho do sistema.

3.1.1.4 Fenómeno ‘Rusty Bolt’

Quando a camada de óxido num metal é suficientemente porosa, o processo de oxidação não pára quando é atingida uma determinada espessura. Assim, o metal continua a corroer, se a humidade for suficientemente elevada.



Figura 27. Corrosão num contacto metálico “porca-parafuso”.

As junções de ferro ou aço têm sido identificadas como fontes significativas de geração de PIM em estruturas metálicas nas imediações de antenas transmissoras. Este efeito é designado por ‘**Rusty Bolt**’ (“Parafuso Enferrujado”) e sugere que são os contactos corroídos que o originam.

Conforme se discutirá, com maior grau de detalhe, no final desta secção, existem algumas opiniões divergentes quanto ao fenómeno que estará na base do aparecimento de não linearidades nos contactos. Independentemente disso, é universalmente aceite que as junções oxidadas ou corroídas exibem não linearidades com impacto significativo na geração de PIM. Tanto mais que, o fenómeno ‘*Rusty Bolt*’ é tido como grande indutor de interferências severas em ambientes diversos, nomeadamente, a bordo de navios e em antenas com reflectores de grandes dimensões. [37][45]

Foi demonstrado, de uma forma muito simples, que uma junção corroída do tipo ‘*Rusty Bolt*’ é efectivamente não linear e, além disso, mimetiza muito fielmente o comportamento de um díodo de junção (semicondutor). [45]

¹² Nalgumas aplicações aeroespaciais exige-se que a intermodulação esteja cerca de 190 dB, ou até mesmo 250 dB, abaixo do nível do sinal do transmissor local. [36]



Figura 28. Demonstrador do fenómeno 'Rusty Bolt', constituído por um receptor de Onda Média (AM) convencional alterado.

A demonstração consiste em alterar um receptor de AM portátil, convencional, removendo o segundo díodo detector da placa de circuito impresso, soldando-se no seu lugar, dois condutores com um comprimento de aproximadamente 15 cm, que servirão de extensão para o exterior da caixa do rádio, aos quais serão soldados dois terminais do tipo “pinça de crocodilo”.

Com estas modificações ao equipamento pode demonstrar-se que o rádio toca normalmente quando o díodo removido é ligado entre as pinças que se encontram no exterior, e que não toca quando os terminais permanecem em circuito aberto, curto circuito, ou ligados a uma resistência. Contudo, quando se ligam esses terminais a uma junção 'Rusty Bolt', tendo o cuidado de os ajustar devidamente, o rádio toca, normalmente com um nível de volume ligeiramente reduzido, demonstrando-se assim a não linearidade de uma junção 'Rusty Bolt'. [45]

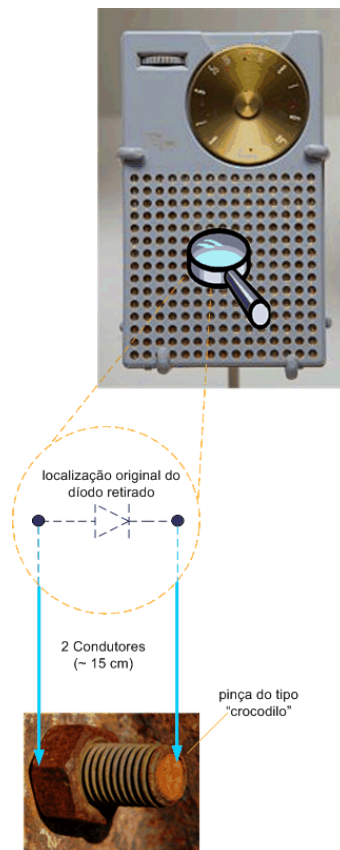


Figura 29. Alterações a efectuar no receptor de AM por forma a construir um “Demonstrador de ‘Rusty Bolt’”.

O ‘*Rusty Bolt*’ não é, por si só, um díodo, de qualquer forma, possui uma característica não linear mais ou menos simétrica, à semelhança da que foi apresentada na Figura 26.

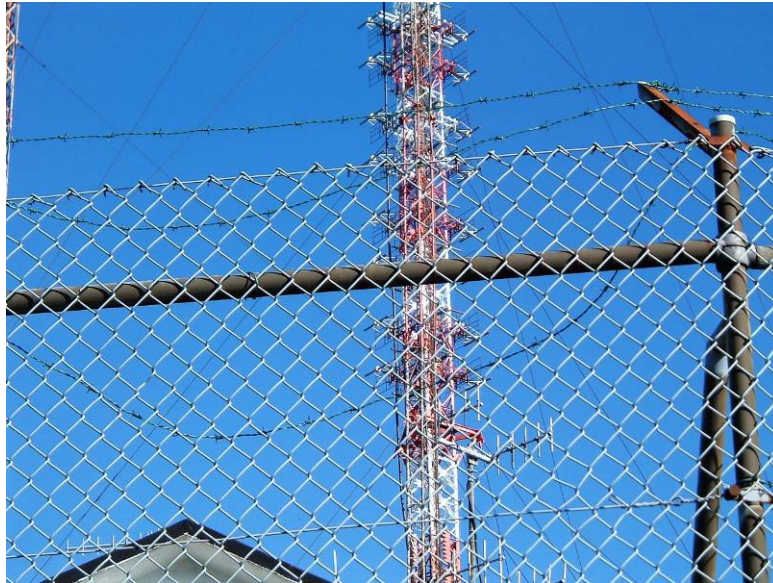


Figura 30. Vedação junto a uma torre de suporte de antenas de emissão de televisão, de elevada potência, apresentando claros sinais de corrosão (Trevim - Serra da Lousã).



Figura 31. Estruturas de suporte e fixação de antenas corroídas (Santa Eufémia – Sintra).

A justificação para o aparecimento de não linearidades em junções oxidadas ou corroídas não é, porém, consensual. Vários investigadores afirmam dever-se ao efeito de túnel, através do qual os electrões perpassam uma camada de óxido. Higa [37] tentou explicar a geração de sinais espúrios em antenas com reflectores de elevadas dimensões recorrendo ao efeito de túnel que se estabelece através de junções Al-Al₂O₃-Al. Todavia, Guenzer [38] não perfilha da forma como Higa apresenta a equação do efeito de túnel. Mas, mais importante do que isso, é que o modelo simples do túnel de electrões não poderia prever os níveis dos produtos de intermodulação em situações da vida real, devido à sua complexidade inerente. [46] Apesar disso, confirmou-se que as junções metal-isolador-metal podem gerar PIM com níveis muito mais elevados do que a que se gera em cabos coaxiais e condutores, e que muitas junções apresentam produtos de intermodulação muito instáveis que, nem eram previsíveis, nem repetíveis.

Ho [46] considera que, à luz da teoria quântica, a probabilidade de se estabelecer um túnel de electrões através de uma barreira é inversamente proporcional à exponencial da espessura da camada isoladora. Uma camada isoladora de espessura superior a 100 Å é impenetrável para os electrões. Não querendo com isto dizer que o túnel de electrões não possa existir noutras situações. Por exemplo, numa superfície de Alumínio oxidada, em que a película de óxido seja da ordem dos 20 Å, o efeito de túnel pode ser o responsável pela característica não linear de corrente-tensão da junção Al-Al₂O₃-Al.

No entanto, as estruturas de aço dão origem a óxidos diversos quando expostas à atmosfera, e as espessuras desses óxidos são, significativamente, superiores a 100 Å, pelo que, foi sugerido que o principal fenómeno responsável pela característica *i-v* não linear nas junções corroídas seria o óxido semiconductor presente nos contactos metálicos, manifestando por isso a junção um efeito rectificador, em virtude da condutividade dos óxidos dos metais de transição poder ser muito elevada. [46]

Outros resultados experimentais apontam para a diminuição da área de contacto e/ou perda de contacto como causa das não linearidades, ao invés da oxidação das superfícies de junção. [47] De tal forma que, componentes em torres e mastros de suporte de antenas que perderam a sua área de contacto, ou que apresentem uma superfície de contacto muito reduzida, podem originar produtos de intermodulação com níveis significativos. Cumulativamente, e segundo este autor [47], a corrosão pode ser um factor menos dominante ou com pouca preponderância.

As considerações anteriores sugerem, por isso, a necessidade de se seleccionar de forma cuidadosa os componentes a usar nas estruturas, e proceder a uma eventual reavaliação da eficácia dos componentes químicos utilizados para reduzir os problemas de interferência devido a junções corroídas.

3.1.1.5 'Fritting'

O Fenómeno de 'Fritting' é um tipo de disrupção eléctrica que ocorre, tipicamente, em películas embaciadas ou contaminadas, com espessuras na ordem dos 100 Å a 500 Å. O 'Fritting' pode subdividir-se em duas categorias [18][40]:

- i. **'A-Fritting'**: disrupção de uma película, donde resulta um novo 'A-Spot', ou seja, é um processo que dá origem a um caminho de condução através de uma dada película semicondutora presente numa superfície em contacto. Durante o 'A-Fritting' são injectados electrões numa película não contaminada. A corrente de electrões altera as condições da película produzindo o referido canal condutor.
- ii. **'B-Fritting'**: alargamento de um 'A-Spot' existente. Durante o 'B-Fritting', a corrente que flui pelo canal de condução alarga-o, aumentando a condutividade.

O ‘*Fritting*’ envolve mecanismos de amolecimento ou, até mesmo, o derretimento/fusão dos contactos metálicos, e também mecanismos de transferência de metais, sendo por isso, um efeito irreversível. O transporte de massa pode ser provocado, por exemplo, por correntes de electromigração induzida ou por fadiga mecânica induzida no metal deformado. O ‘*A-Fritting*’ ocorre para tensões de poucos Volt, ao passo que, o ‘*B-Fritting*’ pode surgir com tensões na ordem das dezenas de mV. [18]

3.1.2 ESTRUTURA DOS MATERIAIS (NÃO LINEARIDADES DOS MATERIAIS)

3.1.2.1 Materiais Ferromagnéticos

Os materiais ferromagnéticos apresentam elevada permeabilidade que varia não linearmente com o campo magnético, saturando e exibindo histerese. [17] A elevada permeabilidade deve-se aos domínios¹³ magnéticos que se alinham paralelamente quando sujeitos a um campo magnético externo. [18]

A permeabilidade (μ) de uma substância é dada por [34]:

$$\mu = \frac{|\vec{B}|}{|\vec{H}|} = \mu_0 \mu_r \quad (3.5)$$

Onde,

$|\vec{B}|$ – Magnitude da Densidade de Fluxo Magnético, (T)

$|\vec{H}|$ – Magnitude do Campo Magnético, (A.m⁻¹)

μ_0 – Permeabilidade do vazio = 400 π (nH.m⁻¹)

μ_r – Permeabilidade relativa da substância, (adimensional)

Para ilustrar a relação entre a densidade de fluxo magnético (B) e o campo magnético (H), apresenta-se, em seguida, um gráfico de uma curva de magnetização.

¹³ Em determinados materiais, o ‘*spin*’ de um electrão origina um campo magnético que tende a alinhar os ‘*spins*’ dos outros electrões com o desse electrão. Todavia, nos materiais ferromagnéticos, este efeito cooperativo é muito intenso e origina zonas, designadas **domínios**, onde todos os ‘*spins*’ electrónicos estão alinhados segundo uma mesma direcção. A este alinhamento é estranha a influência de qualquer campo magnético exterior. No entanto, a direcção de um domínio pode ser diferente da dos seus vizinhos. Quando estes materiais ferromagnéticos são sujeitos a um campo magnético externo, são os domínios – como um todo – que tenderão a alinhar-se com o campo, e não os ‘*spins*’ electrónicos individualmente. A energia necessária para orientar os domínios é muito menor que a requerida para orientar cada um dos ‘*spins*’ electrónicos, pelo que, o momento magnético externo em materiais em que existem domínios é muito superior ao dos outros. [48]

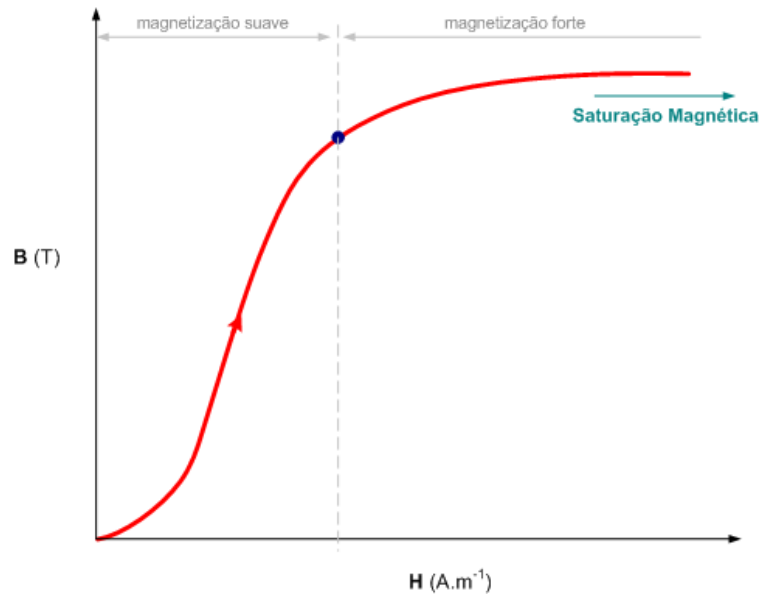


Figura 32. Curva de magnetização de um material.

O diagrama abaixo pretende reproduzir graficamente uma situação em que um dado domínio de um material se encontra alinhado segundo uma mesma direcção.

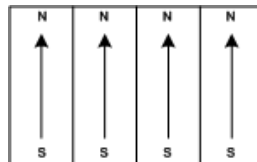


Figura 33. Domínio magnético alinhado.

O processo de magnetização de um material pressupõe o alinhamento dos vários domínios que o constituem, segundo a direcção ditada pelo campo magnético externo aplicado, conforme se ilustra na Figura 34, apresentando-se as várias etapas que se vão sucedendo. À medida que a intensidade de campo vai aumentando, a direcção dos domínios de magnetização que ainda não estão paralelos à direcção do campo, tendem gradualmente a alinharem-se com H. Este incremento na magnetização é mais difícil do que até aqui e, poderão ser necessários campos muito elevados para se atingir a saturação, onde todos os domínios estão magnetizados paralelamente ao campo, como se indica em seguida. [34]

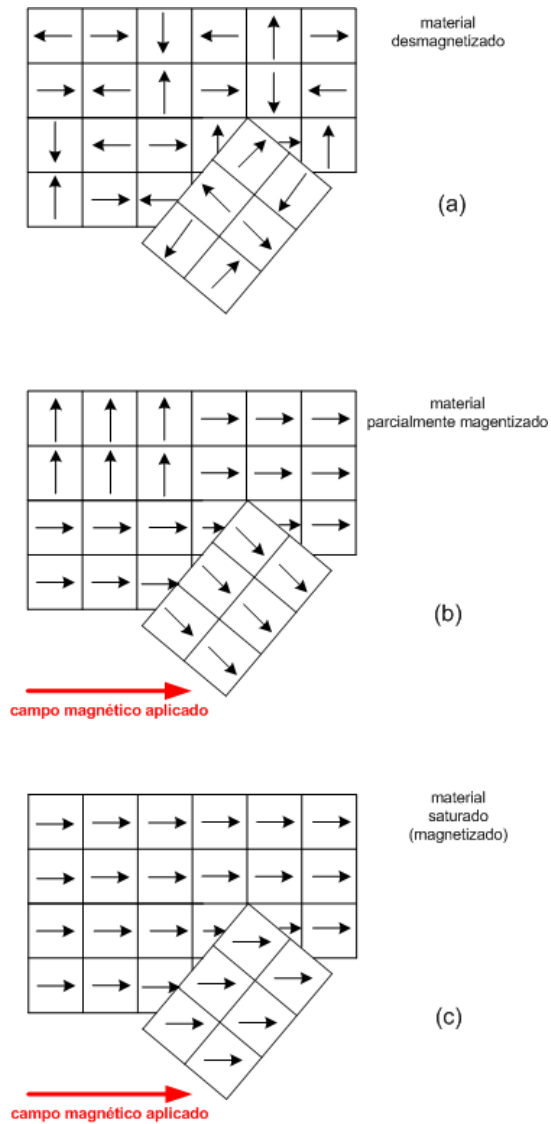


Figura 34. Etapas sucessivas da magnetização de um material. (a) Material desmagnetizado. (b) Material parcialmente magnetizado. (c) Material saturado ou magnetizado.

Conforme já referido anteriormente, os materiais ferromagnéticos exibem histerese não linear. O gráfico que se apresenta em seguida representa uma curva de histerese típica destes materiais, evidenciando as variações de percurso de B e H.

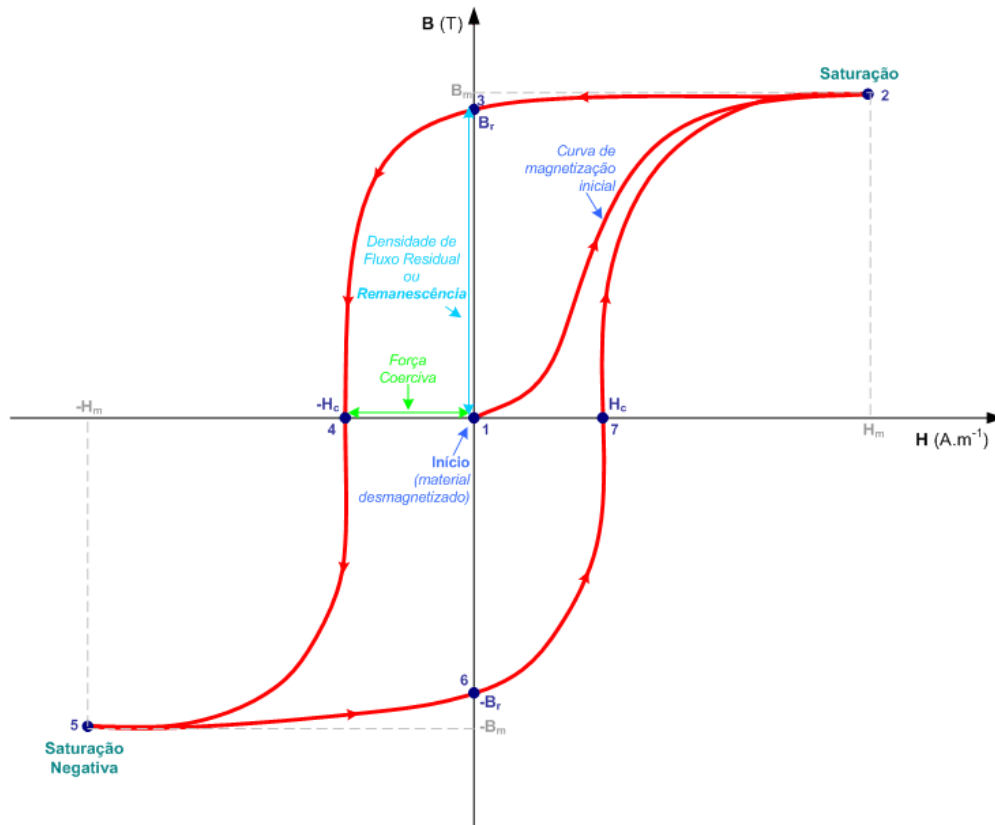


Figura 35. Curva de Histerese típica de um material ferromagnético.

Se um material ferromagnético é levado à saturação, atingindo-se ambos os extremos da curva de magnetização, a curva diz-se de *saturação* ou de *histerese*. A densidade de fluxo residual ou remanescência (B_r) da curva de saturação designa-se por *Retentividade*, e a força coerciva (H_c) designa-se por *Coercividade*. B_m e H_m são a densidade de fluxo magnético, e o campo magnético, na saturação, respectivamente.

O Níquel, Ferro e Cobalto, bem como algumas das suas ligas metálicas, e também alguns lantanídeos (terras raras¹⁴) e certas ligas de Magnésio com Alumínio e Cobre, são materiais ferromagnéticos e podem dar origem a produtos de intermodulação. Em especial, o Níquel e o Aço são apontados como fontes significativas de PIM. [17][18]

Alguns trabalhos de investigação, focalizados nos efeitos ferromagnéticos não lineares, advertem para a não utilização de conectores revestidos a Níquel, em sistemas que transportem elevadas correntes de rádio frequência, uma vez que, são susceptíveis de gerar interferências por intermodulação. Foram também identificadas estruturas em aço para suporte de antenas como fonte de problemas, embora neste caso, a não linearidade ferromagnética do material seja um efeito secundário, dado que, o principal é o efeito de junção não linear. [46]

As propriedades magnéticas de cada material dependem da sua composição química, impurezas, processo de fabrico, e tratamento térmico. A permeabilidade dos materiais ferromagnéticos diminui com o aumento da frequência. Tipicamente, as permeabilidades do Ferro e do Níquel decaem para metade dos seus valores normais dentro da gama de frequências dos GHz. [18]

¹⁴ **Terras raras:** minérios de que se extraem certos elementos de transição, particularmente aqueles cujos números vão de 57 a 71 na classificação periódica. [49]

3.1.2.1.1 FERRITES (MATERIAIS FERRIMAGNÉTICOS)

As Ferrites são uma classe de compostos químicos cuja fórmula é AB_2O_4 , em que A e B representam vários cátions metálicos, entre eles habitualmente o Ferro, por exemplo, $ZnFe_2O_4$. As Ferrites são materiais cerâmicos usados em aplicações diversas, desde componentes magnéticos à microelectrónica. Em geral, apresentam más propriedades condutoras, uma vez que, derivam dos óxidos de Ferro, como a Hematite (Fe_2O_3) ou a Magnetite (Fe_3O_4), e também de óxidos de outros metais. [50]



Figura 36. Ferrites usadas em aplicações electrónicas.

As Ferrites são, à semelhança de muitos outros materiais cerâmicos, rígidos e quebradiços (frágeis). Relativamente às suas propriedades magnéticas, as Ferrites podem ser classificadas como Suaves (*'soft ferrite'*) ou Fortes (*'hard ferrite'*), consoante possuam uma coercividade magnética baixa ou elevada, respectivamente.

As **Ferrites Suaves** contêm compostos de Níquel, Zinco ou Manganésio. Possuem uma baixa coercividade e, por isso, se designam por Ferrites Suaves. Em virtude de apresentarem baixas perdas a frequências elevadas, são extensivamente usadas em núcleos de fontes de alimentação comutadas, em transformadores e núcleos electromagnéticos, bem como em indutores de RF.

Os indutores são dispositivos eléctricos passivos muito usados em circuitos electrónicos analógicos, em particular para processamento de sinal, devido às suas propriedades de indutância. Em conjugação com condensadores e outros componentes permitem construir circuitos sintonizados, que permitem filtrar determinados sinais a uma dada frequência.

Os indutores mais comuns são os **'chokes'**, com ampla aplicação nas fontes de alimentação, para remoção de ruídos residuais ou outras flutuações da tensão DC à saída fonte. São também usados para filtrar interferências de RF (RFI), por exemplo, colocando um pedaço de Ferrite, tipicamente um toro, em torno de um cabo evitando a transmissão de RFI pelo cabo. É comum encontrar cilindros de Ferrite em torno dos cabos dos computadores pessoais (Figura 37.c), para

prevenir a saída/entrada de ruído eléctrico de alta frequência (RFI), de/para o equipamento, respectivamente. Outras aplicações das Ferrites podem ser encontradas em circuitos sintonizados para recepção de emissões de radiodifusão sonora, muito comuns nas antenas dos receptores de AM.

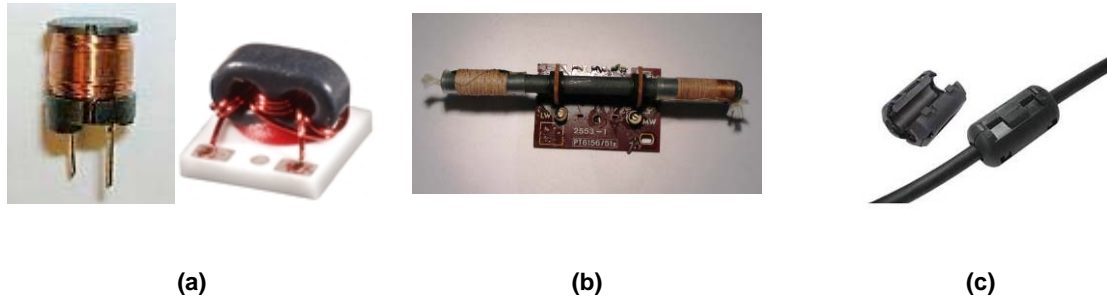


Figura 37. Várias aplicações dos Indutores de RF. (a) 'Chokes'. (b) Antena de Recepção de Onda Média (AM). (c) Ferrite usada para filtrar RFI em cabos eléctricos.

Por outro lado, as **Ferrites Fortes**, ou ímanes permanentes de Ferrite, têm uma elevada remanescência após o processo de magnetização. São compostos por Ferro e por Óxidos de Bário e Estrôncio. Num estado magneticamente saturado, eles conduzem bem o fluxo magnético e têm uma elevada permeabilidade magnética.

Interessa portanto reter que, as Ferrites, também designadas por materiais ferrimagnéticos, têm propriedades similares às dos materiais ferromagnéticos. Contudo, são óxidos e, como tal, condutores pobres. Ainda assim, as Ferrites apresentam baixas perdas e retêm a sua elevada permeabilidade nas microondas. São por isso, extensivamente utilizadas em componentes de RF, como isoladores, circuladores e *'phase shifters'*. [18]

As Ferrites podem ainda ser usadas para implementar memórias. Aliás, no passado, as memórias dos computadores guardavam informação nos campos magnéticos residuais dos núcleos de ferrites fortes. Estes núcleos eram então reunidos em agregados maiores, que constituíam a memória central do computador.

Para além disso, o pó de Ferrite encontra aplicação no revestimento de fitas de gravação magnética, sendo comum recorrer-se à Hematite (Fe_2O_3) para este efeito.

As Ferrites são ainda um componente importante nos altifalantes, microfones, e em diversos ímanes ou electroímanes.

Em aplicações militares, as partículas de Ferrite são usadas no fabrico de materiais para absorver sinais de radar, presentes nos revestimentos de aviões "invisíveis", ou seja, não detectáveis por estes sistemas de radiolocalização. Pelas mesmas razões, estes materiais são também usados como absorventes nos forros das câmaras anecóicas, destinadas à realização de ensaios e medições de compatibilidade electromagnética.

3.1.2.2 Materiais Dielétricos

Um dielétrico é um material que é mau condutor de electricidade, ou seja – um isolador – mas é um eficiente sustentáculo de campos electrostáticos.

Os dielétricos desempenham um papel essencial nos sistemas modernos de comunicações por microondas, pois permitem implementar, por exemplo, circuitos ressonantes de baixas perdas e de temperatura estabilizada, assim como, filtros para equipamentos de radiodifusão e satélites. Os materiais com constantes dielétricas elevadas são, hoje em dia, fundamentais para a miniaturização de sistemas sem fios, quer ao nível das estações de base, quer dos terminais móveis.

A base essencial para compreender o comportamento de um dielétrico reside na natureza eléctrica da matéria. Embora a matéria seja, de um modo geral, electricamente neutra como um todo, analisando-a mais em detalhe, esta é constituída por cargas positivas e negativas, em igual quantidade. Nos materiais dielétricos, estas cargas não se encontram livres para se moverem sob a influência de um campo eléctrico externo, em contraposição ao que acontece com os electrões responsáveis pela condução num material condutor. Porém, as forças de um campo externo provocam pequenos deslocamentos relativos, à escala atómica, de cargas positivas e negativas. O alcance de tais movimentos depende do grau de proximidade entre tais cargas que se encontram fixas. O deslocamento de carga resultante de um campo externo aplicado designa-se por **polarização** do material. A **constante dielétrica** é uma medida do grau de polarização de um dado material, quando sujeito a um campo externo. O parâmetro que relaciona directamente a polarização de um material com o campo eléctrico aplicado designa-se por **susceptibilidade eléctrica**. [52]

Uma importante característica de um dielétrico é a sua *permitividade* (ϵ). Dado que, a permitividade de um dielétrico é sempre superior à permitividade do vazio, então é por vezes conveniente definir a *permitividade relativa* (ϵ_r) do dielétrico, também designada por **constante dielétrica**, e que é dada pela relação entre a sua permitividade e a do vazio (ϵ_0). [34]

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (3.6)$$

Onde:

- ϵ_r – Permitividade relativa do dielétrico ou constante dielétrica, (adimensional)
- ϵ – Permitividade do dielétrico, (F.m^{-1})
- ϵ_0 – Permitividade do vazio = 8.85 pF.m^{-1}

Na grande maioria dos materiais dielétricos, a permitividade (ϵ) é constante. Se não for, o material diz-se **não linear**.

A susceptibilidade eléctrica (χ) relaciona-se matematicamente com a constante dielétrica da seguinte forma:

$$\epsilon_r = 1 + \chi \quad (3.7)$$

Grande parte dos materiais dielétricos, encontrados nas aplicações práticas do quotidiano, são sólidos. Por exemplo, a porcelana (cerâmica), mica, vidro, plástico, e óxidos de vários metais. Alguns líquidos e gases poderão ser bons materiais dielétricos. O ar seco é um excelente

dielétrico, sendo por isso usado em condensadores variáveis e em alguns tipos de linhas de transmissão. A água destilada é um bom dielétrico. O vácuo é um dielétrico de excepcional eficácia. [51]

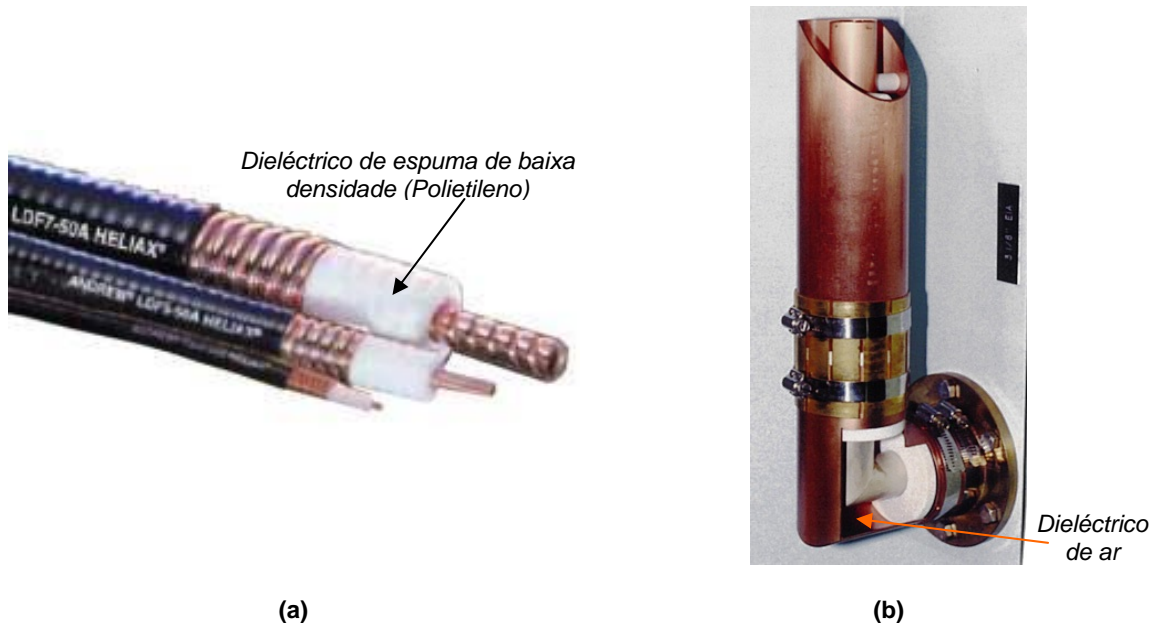


Figura 38. Dielétricos usados em linhas de transmissão. (a) Cabos coaxiais. (b) Linha rígida.

Uma importante propriedade de um dielétrico é a sua capacidade de armazenar e manter um campo electrostático, dissipando uma quantidade mínima de energia sob a forma de calor. Por essa razão, os dielétricos encontram forte aplicação no fabrico de condensadores. Quanto menores forem as perdas do dielétrico – proporção de energia perdida sob a forma de calor – mais eficiente é o material dielétrico. Outro aspecto importante a ter em consideração é a sua constante dielétrica. O vácuo, o ar seco e puro, gases secos como o Hélio e Azoto são substâncias com uma baixa constante dielétrica. A água destilada, cerâmicas, papel, mica, polietileno e vidro são materiais com constantes dielétricas moderadas. Os óxidos metálicos, em geral, têm constantes dielétricas elevadas. O Titanato de Bário (BaTiO_3) e o Titanato de Bário-Estrôncio são materiais com constantes dielétricas muito elevadas.

A grande vantagem dos materiais com elevada constante dielétrica, como o Óxido de Alumínio, é o facto de possibilitarem o fabrico de condensadores com elevada capacidade, com dimensões físicas reduzidas. Contudo, estes materiais geralmente não aguentam campos eléctricos tão intensos como no caso dos materiais que possuem constantes dielétricas baixas, como por exemplo, o ar. Se a tensão aos terminais de um material dielétrico assumir valores demasiado elevados, isto é, se o campo electrostático se tornar muito intenso, o material passará subitamente a conduzir corrente. Este fenómeno designa-se por **disrupção dielétrica** e é apontado como possível causa de geração de PIM. [17]

Em componentes que usem gases ou líquidos como meio dielétrico, esta condição de disrupção pode inverter-se, se se reduzir a tensão para valores abaixo do ponto crítico. Mas em componentes que contenham dielétricos sólidos, a disrupção dielétrica resulta normalmente em danos permanentes. Por este motivo, é que muitos condensadores utilizam o ar como dielétrico, uma vez que, se ocorrer a disrupção, o dispositivo não fica definitivamente inutilizado.

3.1.2.2.1 MATERIAIS FERROELÉCTRICOS

Certos tipos de materiais dieléctricos tornam-se espontaneamente polarizados, mesmo na ausência de campos externos. Esta auto-polarização resulta do deslocamento de iões devido a campos eléctricos locais. Estes campos locais, desencadeados pelo deslocamento de iões, produzem forças nos iões, que são maiores para pequenos deslocamentos, do que as forças elásticas restauradoras dentro do cristal. Em resultado disso, a posição de equilíbrio dos iões é tal que cria uma rede de polarização. Nalguns cristais, os iões positivos e negativos podem ter duas posições de equilíbrio. Cada uma delas, produz uma rede de polarização eléctrica distinta. Começando com uma distribuição espacial aleatória destas posições, dentro do material, tem-se uma dada rede de polarização. Se se aplicar um campo eléctrico externo ao cristal, os iões mover-se-ão para a posição que lhes é energeticamente mais favorável. Se o campo eléctrico for então invertido, uma dada quantidade mínima de energia deve ser dominante antes dos iões se poderem mover para a sua posição de equilíbrio. Isto leva a um comportamento não linear, ao qual estão associados também a saturação e histerese, da **polarização versus campo eléctrico** aplicado, semelhante ao descrito para a histerese da **densidade de fluxo magnético versus campo magnético** nos materiais ferromagnéticos. Os materiais que apresentam um comportamento deste tipo são chamados **ferroeléctricos**, por analogia com os efeitos magnéticos – algo semelhantes – nos materiais ferromagnéticos, podendo mesmo estabelecer-se o paralelismo entre a permeabilidade (magnética) e a permitividade (dieléctrica ou ferroeléctrica). Alguns óxidos metálicos em particular, como o Titanato de Bário (BaTiO_3) e o Óxido de Tungsténio (WO_3), exibem histerese dieléctrica. [17] Os materiais ferroeléctricos são dieléctricos que se caracterizam por apresentar uma constante dieléctrica que depende, fortemente, do campo eléctrico aplicado e da temperatura. Apesar do seu nome o poder sugerir, estes materiais não contêm Ferro. [52][53]

Os materiais ferroeléctricos encontram um vasto leque de aplicações na electrónica, que vão desde os condensadores sintonizáveis [54] – devido à sua constante dieléctrica elevada –, aos substratos para linhas ‘microstrip’ e guias de onda coplanares para circuitos integrados de microondas e ondas milimétricas [53], passando ainda pelas antenas ‘patch’, e pelos circuitos com memória – devido à histerese –. Alguns materiais ferroeléctricos são também piezoeléctricos, podendo ser usados como transdutores mecânicos. Ainda em circuitos de RF, estes materiais são parte integrante de ‘varactors’, ‘phase-shifters’, filtros sintonizáveis, misturadores, e de amplificadores paramétricos que fazem uso da não linearidade inerente da constante dieléctrica.

3.1.2.2.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE NÃO LINEARIDADES EM MATERIAIS DIELECTRICOS

Em virtude dos diferentes fenómenos não lineares¹⁵ atribuídos aos dieléctricos, alguns destes materiais têm sido referidos como fonte de PIM. [17][18]

Embora se argumente que a permitividade não linear não contribui para a geração de PIM em dieléctricos puros não polares como o PTFE¹⁶, esta premissa pode não ser aplicável a todos os outros dieléctricos em geral. [17]

À disrupção dieléctrica poderão estar associadas também a disrupção térmica – decorrente do efeito de Joule – e a disrupção por avalanche, sendo todos estes mecanismos passíveis de contribuir para a geração de PIM. [17]

Apesar da distorção de intermodulação surgir como factor crítico, que afecta os dispositivos fabricados a partir de dieléctricos, hoje em dia, são conhecidos materiais, como é o caso do

¹⁵ Permitividade não linear, saturação, histerese, e disrupção dieléctrica.

¹⁶ PTFE – Politetrafluoretileno, vulgarmente conhecido como Teflon. É um polímero apontado como um dieléctrico de excelentes propriedades.

Titanato de Bário-Estrôncio, que apresentam muito boas propriedades (elevada permissividade dependente do campo e elevada constante dielétrica) e, simultaneamente, um bom desempenho em termos de IMD, permitindo por isso, implementar componentes de RF de baixa distorção, o que os torna bastante atractivos para aplicações que envolvam elevadas potências, por exemplo, filtros usados em estações de base de redes móveis celulares. [53][54]

3.1.3 EFEITOS DEVIDOS A IMPERFEIÇÕES NAS SUPERFÍCIES DOS MATERIAIS

A abrasão ou a contaminação na superfície de um condutor pode também causar distorção por PIM, se a densidade de corrente for suficientemente elevada.

Para estudar o efeito da rugosidade das superfícies foram realizados testes experimentais a 1.5 GHz, tendo como amostras fios condutores com 1 mm de diâmetro, fabricados em Alumínio, em liga de Alumínio, em Cobre, e em liga de Berílio-Cobre, com diferentes tratamentos de superfície. [18] As referidas amostras foram usadas como condutores centrais de um cabo coaxial. Raspam-se ainda as superfícies dos fios condutores, de forma a desgastá-las ortogonal e longitudinalmente, em relação ao sentido da corrente. A abrasão ortogonal resultou num aumento de 13 a 22 dB no nível de PIM residual que existia, enquanto que, o desgaste longitudinal teve apenas um efeito de 1 a 4 dB.

A oxidação das amostras de Cobre e da liga Berílio-Cobre não teve qualquer efeito no nível de PIM observado.

Foi também sugerido que a rugosidade da folha de Cobre numa placa de circuito impresso poderia gerar distorção por PIM. [55]

3.1.4 REVESTIMENTOS E SOLDADURAS

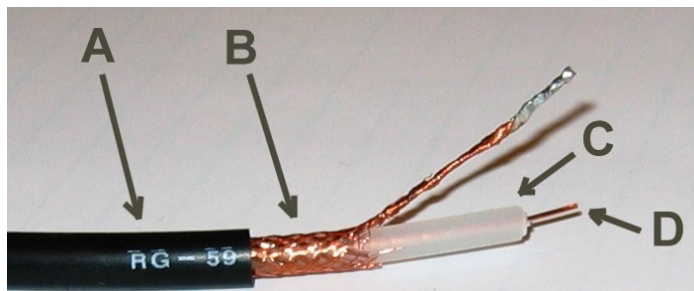
As substâncias usadas nos revestimentos de superfícies e contactos metálicos de dispositivos de RF têm um forte impacto na geração e nos níveis dos produtos de intermodulação passiva. Em virtude disso, iremos dedicar alguma atenção a resultados obtidos em ensaios experimentais, envolvendo diversos materiais, na perspectiva de tentar compreender quais as soluções mais adequadas para minimizar os efeitos de PIM. Com esse objectivo em mente, faremos no final desta secção uma breve alusão às soldaduras, pois também requerem algum cuidado, por forma a evitar níveis excessivos de PIM.

3.1.4.1 Revestimentos

Relativamente a este aspecto, constata-se que os dispositivos revestidos a Ouro e a Prata têm demonstrado boas propriedades e um desempenho notável relativamente à PIM, produzindo níveis muito baixos. A Prata oxida à temperatura ambiente, mas apenas na presença de Ozono, formando Óxido de Prata (Ag_2O). No entanto, é fácil e suavemente removido, através de limpeza mecânica, fazendo com que os níveis de PIM decaiam para valores residuais. O Ouro, porém, não oxida quando exposto ao ar; apenas se forma uma película constituída por única camada de Oxigénio, que se acumula na sua superfície, mas que não evolui para além disso. Essa camada é facilmente penetrável pelos electrões, através do efeito de túnel, gerando ainda assim níveis de PIM muito baixos. [56]

Experiências levadas a efeito [18] evidenciaram que a galvanização de um fio condutor de Níquel, com um revestimento de Prata, com a espessura de 13 μm , resultou numa diminuição de 48 dB no nível de PIM residual inicial. Todavia, o revestimento a Prata dos condutores de Alumínio e de liga de Alumínio não surtiram qualquer efeito significativo em termos de PIM.

Tendo por base ensaios experimentais realizados a cabos coaxiais, na faixa de frequências entre 1 e 5 GHz, com o intuito de estudar o efeito das não linearidades, constatou-se que a composição dos materiais que constituem as malhas metálicas entrançadas, muito usadas neste tipo de cabos, são de longe o factor mais importante na geração de produtos de intermodulação nas microondas. [56][57]



- A – revestimento exterior (PVC)
- B – Malha entrançada – blindagem (Cobre)
- C – Dielétrico (Polietileno)
- D – Condutor central (Cobre)

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Coaxial_cable

Figura 39. Constituição do cabo coaxial flexível (RG-59).

As principais conclusões retiradas destes ensaios são as que se apresentam em seguida.

- i. As malhas de Alumínio, de aço inoxidável, ou Cobre revestido a Níquel são as que geram produtos de intermodulação mais fortes. Além disso, quanto maior for o comprimento do cabo, ou quanto mais elevadas forem as frequências fundamentais dos sinais de RF, maior será o nível das componentes de distorção geradas. [56]
- ii. O revestimento a Prata de condutores de Cobre aumentou fortemente a linearidade da malha de blindagem, baixando claramente os produtos de intermodulação para níveis residuais. Enquanto que, o Cobre revestido a Estanho, e o Cobre envernizado, deram origem a reduções de 7 e 9 dB nos mesmos níveis, respectivamente.

A melhoria da linearidade da resistência de contacto da malha entrançada, e a consequente redução dos níveis de PIM – conseguida através da galvanização do Cobre com Prata – deve-se ao facto de, assim se conseguirem melhores contactos, do que no caso em que o Cobre se encontrava sem revestimento.

Embora não seja claro porque é que o Níquel – que não é muito propenso à formação de óxidos sob condições normais – exhibe níveis tão elevados de PIM. Uma razão plausível para que isso aconteça parece ser que, devido à elevada densidade de corrente no contacto, o aquecimento local pode provocar a formação de uma película muito fina de Óxido de Níquel (NiO) na área de contacto e na sua vizinhança muito próxima. Tanto o Óxido de Níquel, como o próprio Níquel, são muito rígidos, e a pressão de contacto da malha nos cabos coaxiais pode não ser suficiente para quebrar as camadas de óxido, de forma a obter contactos metálicos puros.

- iii. Quanto maior era o comprimento do cabo, maior era o nível da intermodulação.

O que poderá ser explicado da seguinte forma: a quantidade de produtos de intermodulação gerados num comprimento em particular de cabo depende da quantidade de corrente que atravessa os contactos da malha. As componentes de intermodulação são geradas em cada contacto metálico individual nas malhas, e o produto resultante no cabo é o vector soma de todos

os sinais gerados individualmente ao longo desse cabo. Como um comprimento maior de cabo tem mais contactos na malha, é natural esperar-se a geração de produtos de intermodulação com níveis mais elevados, o que se verificou experimentalmente.

- iv. A remoção do revestimento exterior de PVC fez aumentar a não linearidade na malha do cabo e, consequentemente, a geração de produtos de intermodulação.

Este aumento ocorre porque quando a bainha de protecção em PVC é retirada, a pressão exercida por ela na malha é libertada, o que conduz a contactos metálicos pobres nos pontos de transição da malha. E, contactos metálicos pobres geram sempre uma enorme quantidade de produtos de intermodulação. Além disso, verifica-se que, a corrosão dos pequenos fios que formam as malhas entrançadas aumentam fortemente o nível dos produtos de intermodulação. A corrosão deriva, essencialmente, da formação de dois tipos de óxidos: o Cuproso (Cu_2O), e o Cúprico (CuO). O Óxido Cuproso é um semicondutor do tipo-p altamente condutor¹⁷ e actua como um rectificador, quando sujeito a um campo de corrente alternada; enquanto que, o Óxido Cúprico – possuindo uma elevada resistividade¹⁸ e uma elevada constante dielétrica¹⁹ - comporta-se electricamente como um dielétrico altamente isolador. A formação de Óxido Cuproso na malha faz aumentar o nível de PIM devido às suas propriedades semicondutoras, ao passo que, o isolador – Óxido Cúprico – nas malhas pode remover os contactos metálicos, impedindo a geração de PIM. Se uma malha desprotegida for deixada exposta à atmosfera, haverá apenas lugar à formação de Óxido Cuproso, uma vez que, o Óxido Cúprico não é usualmente formado a temperaturas abaixo de 400 °C.

- v. As descontinuidades nas malhas, resultantes de alguns fios partidos, parecem não afectar a geração de PIM.
- vi. As condições das experiências, em particular, o nível de potência e as frequências dos sinais fundamentais, e ainda a temperatura ambiente, afectam consideravelmente a geração de PIM no cabo coaxial.
- vii. A limpeza das superfícies e dos contactos eléctricos é mais importante do que a rugosidade das superfícies para a geração de baixos níveis de PIM. [56]

3.1.4.2 Soldaduras

Os resíduos deixados pelas substâncias usadas no processo de soldadura são também susceptíveis de causar PIM. Foi observado que, o simples facto de limpar os vestígios de resina de uma junção de transição, entre o condutor central de uma pista 'microstrip' e uma linha coaxial, permitiu baixar em 10 dB o nível de PIM residual. Por outro lado, a soldadura de contactos metálicos pode melhorar os níveis de PIM. [18]

¹⁷ $\rho(\text{Cu}_2\text{O}) \approx 4 \times 10^{-2} \Omega.\text{m}$

¹⁸ $\rho(\text{CuO}) \approx 4 \Omega.\text{m}$

¹⁹ $\epsilon_r(\text{CuO}) \approx 18$

3.1.5 FENÓMENOS DE DEPENDÊNCIA TEMPORAL

Para além dos mecanismos básicos apontados anteriormente para a geração de PIM, existem outros factores internos ou externos, como a acção do vento, a humidade, a temperatura, etc., que podem ter um impacto mais ou menos significativo nos níveis de PIM produzidos. Todavia, mais importante do que todos esses mecanismos e factores, *de per si*, é a sua **variabilidade temporal**. Esta variação relativamente ao tempo é uma característica típica das fontes de PIM. [59]

Por exemplo, os contactos metálicos pobres são passíveis de apresentar um comportamento instável ao longo do tempo e, em virtude disso, podem dar origem a produtos de PIM com níveis variáveis. Estas alterações, que são função do tempo, podem manifestar-se em pequena ou em larga escala, e podem *inclusive* produzir variações aleatórias num espaço de segundos. [58]

Alguns dos principais fenómenos e factores com maior expressividade em termos de variação temporal são os que se sumariam em seguida [59]:

- Distribuição e variação da densidade de corrente de RF;
- Acabamentos (imperfeições) e deterioração das superfícies: *fendas, fracturas, estrias, rebarbas, etc.*;
- Pressão de contacto e fadiga interna em várias superfícies;
- Deformação plástica dos materiais: *fadiga e consequente relaxação (deformação)*;
- Variações e gradientes de temperatura;
- Humidade e condensação;
- Abalos, cargas mecânicas, e vibrações;
- Corrosão e oxidação, bem como a contaminação de componentes com partículas electricamente condutoras.

Em geral, o resultado global da PIM advém do efeito cumulativo de um conjunto de diferentes causas ou factores, cada um dos quais, com um grau de afectação ou ponderação distinto. As sinergias criadas por alguns desses factores, actuando em simultâneo, podem provocar um aumento muito significativo do nível de PIM.

Ora, tendo em conta as considerações até então tecidas, não é de todo surpreendente que os produtos de PIM, que se sabe poderem variar significativamente ao longo do tempo, apresentem limiares pronunciados e que, tipicamente, se comportem de uma forma imprevisível em face dos níveis de potência envolvidos. Como tal, a modelização matemática do fenómeno de PIM seria extremamente complexa e garantiria, numa perspectiva optimista, uma indicação relativamente imprecisa dos níveis de PIM efectivos ou reais. [59]

Testes experimentais [18], realizados em laboratório com duas linhas de transmissão ‘*microstrip*’, evidenciam precisamente que as variações dos níveis de PIM em função do tempo podem ser graduais ou abruptas. A Figura 40 apresenta os resultados obtidos. No **caso (a)**, o nível de PIM revela-se instável ao longo de praticamente todo o intervalo de medida, até que o dispositivo, do ponto de vista da PIM, atinge a disrupção. No **caso (b)**, por outro lado, o dispositivo indicia níveis de PIM mais elevados num período transitório no início das medições, acabando por estabilizar num dado valor, após um período de aquecimento, entrando num estado estacionário. O autor dos testes aponta como fonte provável de PIM o contacto metálico no condutor.

Outros estudos levados a cabo no terreno [58] sugerem que as estruturas geram menores níveis de PIM na presença de tempo húmido ou chuvoso, o que poderá dever-se à elevada constante dieléctrica da água. Contudo, não existe uma correlação clara entre os níveis de PIM, a temperatura no ‘*site*’, e a velocidade do vento.

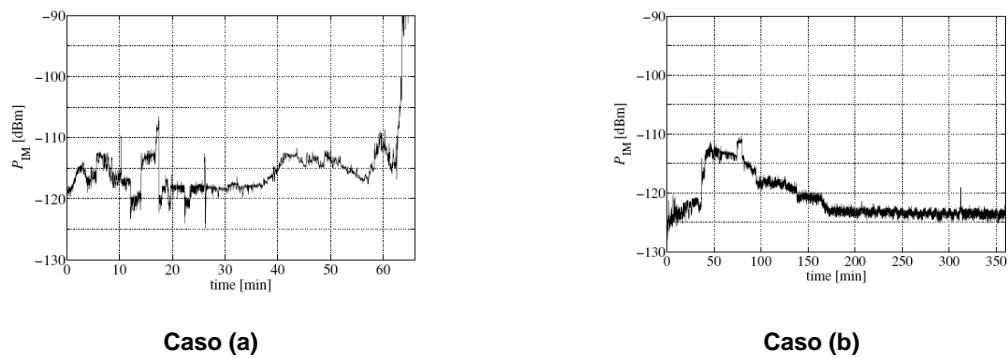


Figura 40. Variação temporal do nível de PIM em duas linhas de transmissão 'microstrip'.

As propriedades do metal, de uma película embaciada, ou de uma superfície de metal contaminada, variam com a temperatura e humidade, ou com a forma como estão expostos a várias moléculas e partículas existentes na atmosfera. Por exemplo, a dureza de um metal varia com a temperatura e com o tempo devido à difusão térmica dos átomos sob a influência da fadiga, que poderão *inclusive* provocar a deformação do material. A poeira é, usualmente, higroscópica, ou seja, absorve humidade, podendo contudo ser isoladora ou condutora, consoante as condições ambiente. A corrosão dos contactos metálicos deverá ser, naturalmente, evitada. Além disso, deverá ter-se em consideração que, o uso de metais diferentes num contacto aumenta o risco de corrosão. Por outro lado, e como já se viu anteriormente, o fenómeno de '*Fritting*', que poderá dar origem ao aumento de tamanho de um '*A-Spot*' devido à passagem de correntes eléctricas, é passível de provocar alterações irreversíveis na junção.

O movimento relativo das superfícies de contacto pode induzir a alteração, a remoção ou o aparecimento de '*A-Spots*'. Este movimento pode ser provocado por vibrações externas (por exemplo, por acção do vento), expansão térmica em virtude do ciclo térmico²⁰, ou por forças electromecânicas induzidas por elevadas correntes AC entre condutores paralelos. [61]

O ciclo térmico provoca um diferencial de expansão térmica entre, por exemplo, os parafusos e uniões de guias de onda ('*flanges*'), ou entre fios condutores presentes nas malhas entrançadas usadas nas blindagens dos cabos coaxiais, resultando na perda de força de contacto necessária para manter, adequadamente, baixos níveis de energia nos produtos de PIM, nos contactos.

Quando as superfícies de contacto roçam umas nas outras, o movimento mecânico desgasta-as²¹ e extrai partículas que corroem ou oxidam facilmente. Este fenómeno é designado por corrosão devido a '*fretting*', e dá origem tipicamente a um aumento da resistência de contacto e, no limite, poderá conduzir à avaria ou deterioração de conectores eléctricos. A gama de amplitude dos

²⁰ Um ciclo térmico é uma variação de temperatura com o tempo. Os materiais metálicos, e principalmente as ligas ferrosas, apresentam transformações com a temperatura, e muitas destas transformações ocorrem de forma diferente dependendo dos ciclos térmicos. As ligas de aço com maior teor de carbono podem apresentar propriedades completamente distintas, consoante os ciclos térmicos impostos. [60]

²¹ Este fenómeno de desgaste, por fricção, designa-se, na literatura anglo-saxónica, por '*Fretting*', e é apontado como causa, certa ou muito provável, de falhas em contactos eléctricos, nomeadamente, em dispositivos como relés, fichas, comutadores, e em conectores de elevada potência. Aliás, a degradação devido a '*fretting*', há muito que era conhecida na indústria telefónica, em particular nos relés e comutadores. Apesar disso, este fenómeno passava despercebido porque muitos dos conectores electrónicos possuíam, tradicionalmente, acabamentos em Ouro, que não davam origem ao aparecimento de películas prejudiciais. No entanto, quando o preço do Ouro começou a subir consideravelmente, passou-se a usar outros materiais, alguns dos quais, o Estanho e ligas de Chumbo e Estanho, que são particularmente susceptíveis de provocar avarias devido a '*fretting*'. [61]

micromovimentos relativos entre contactos eléctricos vai, tipicamente, até 100 μm , enquanto que a frequência do movimento vai até uma centena de Hertz devido a vibrações mecânicas externas ou a variações de temperatura. [18][61]

O uso de lubrificantes pode melhorar, significativamente, o comportamento da resistência de contacto de contactos eléctricos sujeitos a *'fretting'*. A quantidade de lubrificante necessária depende do contacto metálico e do mecanismo que provoca a sua degradação. Apenas os fluídos e as massas lubrificantes (gordurosas) são eficientes. Os lubrificantes sólidos, tais como ceras microcristalinas, usadas frequentemente em aplicações de limpeza, não trazem grande valor acrescentado, pois rapidamente desaparecem do contacto. [61]

3.1.6 EFEITOS NÃO LINEARES

A PIM pode também dever-se a outros fenómenos não lineares, que ocorrem em dispositivos passivos. Os efeitos Multipactor e Corona são alguns exemplos – referidos geralmente como Efeitos de Disrupção por RF (*'RF breakdown'*) – nos quais ocorre o fenómeno de avalanche electrónica. Enquanto que, o termo Intermodulação Passiva é usado para efeitos em contactos e em materiais. [18]

3.1.6.1 Disrupção por Rádio Frequência

O conhecimento das características de disrupção dieléctrica dos dispositivos de RF, a baixas temperaturas ou em ambientes próximos do vácuo, pode ser usado para proteger equipamentos aeronáuticos ou aeroespaciais muito sensíveis. [26] A Disrupção por RF é uma séria preocupação em aplicações desse tipo, em particular, em ambientes adversos, pois a sua ocorrência, por exemplo, em linhas de transmissão e antenas, poderá provocar danos e avarias permanentes nos componentes, resultando daí eventuais perdas de comunicações via rádio. [25]

A *Disrupção por RF* está associada ao fenómeno de avalanche de electrões, que pode ocorrer, quer em materiais isoladores, quer em semicondutores, na presença de fortes campos eléctricos. Ou, devido a tensões muito elevadas, como acontece nas linhas de transmissão de elevada potência, ou ainda, devido a tensões mais reduzidas mas a distâncias muito pequenas, como é o caso dos dispositivos semicondutores.

O fenómeno de avalanche de electrões é uma forma de multiplicação da corrente eléctrica, que pode fazer com que correntes muito elevadas fluam através de materiais que, de outra forma, seriam bons isoladores. Neste processo físico, um determinado número de electrões livres existentes num dado meio, usualmente um gás, estão sujeitos a uma forte aceleração imposta por um campo eléctrico, dando origem à ionização²² dos átomos do meio, através de colisões, formando assim “novos” electrões que prosseguirão o mesmo processo em ciclos sucessivos.

O campo eléctrico necessário para desencadear o fenómeno de Disrupção por RF (avalanche de electrões) varia significativamente de material para material. Por exemplo, no ar é tipicamente de 3 MV/m, enquanto que, num bom isolador de cerâmica terá de ser superior a 40 MV/m. Os valores de intensidade de campo usados nos dispositivos semicondutores para desencadear o efeito de avalanche rondam os 20 a 40 MV/m, mas dependem muito das características intrínsecas do dispositivo. [42]

²² **Ionização:** processo pelo qual, um átomo ou uma molécula perde um electrão, devido à interacção com uma fonte de radiação caracterizada por fotões com níveis altos de energia, ou seja, por interacção com radiação de alta frequência. [20]

A Disrupção por RF é fortemente dependente da intensidade de campo eléctrico e da pressão gasosa ambiente, sendo por isso, uma séria preocupação em aplicações espaciais sujeitas a baixas condições de pressão. Contudo, quer o efeito Multipactor, quer o efeito Corona, podem ser evitados, ou simplesmente minimizados, se se garantir uma pressão suficientemente elevada, por exemplo, através de uma selagem hermética do dispositivo. [18]

3.1.6.1.1 EFEITO MULTIPACTOR

O efeito Multipactor dá-se frequentemente em guias de onda e amplificadores de RF a válvulas, onde, sob determinadas condições, a emissão de electrões secundários, em ressonância com um campo eléctrico alternado, conduz a uma multiplicação exponencial de electrões, podendo danificar, ou até mesmo destruir, um dispositivo de RF. Ou seja, ocorre quando os electrões, acelerados por campos de rádio frequência, estão auto-sustentados no vácuo (ou em ambientes cujas condições estão próximas do vácuo), por intermédio de uma avalanche de electrões, causada pela emissão secundária de electrões²³.

O impacto de um electrão numa superfície pode, dependendo da sua energia e do ângulo de incidência, libertar um ou mais electrões secundários²⁴ no vácuo. Estes electrões podem então ser acelerados por intermédio de campos de RF, e colidir com a mesma ou com outra superfície. As energias de impacto, o número de electrões libertados e o tempo de impacto, devem ser tais, para que a multiplicação contínua do número de electrões ocorra. O fenómeno pode crescer exponencialmente e conduzir a problemas operacionais dos sistemas rádio, tais como, avarias ou perdas de componentes, ou distorção do sinal de RF.

O efeito Multipactor consiste, por isso, numa descarga electrónica ressonante que ocorre no vazio. O problema localiza-se, fundamentalmente, nas linhas de transmissão, comutadores, filtros e conectores. O efeito é originado pela emissão secundária de electrões nos eléctrodos dos dispositivos anteriores. Assim, o fenómeno depende da diferença de potencial entre os eléctrodos, do coeficiente de emissão secundária que depende do tipo de material, e do estado físico da superfície dos eléctrodos. O efeito Multipactor assume particular relevância para valores de pressão atmosférica na ordem de 10^{-3} mbar ou inferiores, que se atingem, tipicamente, a partir dos 90 km de altitude, onde os efeitos do vazio se começam a fazer sentir.

3.1.6.1.2 EFEITO CORONA

O efeito Corona ou Coroa é um fenómeno de descarga local, que se manifesta tipicamente quando, entre dois condutores ou eléctrodos, existe uma grande diferença de potencial junto às suas superfícies, podendo daí resultar um campo eléctrico de elevada magnitude, de tal forma que, um fluido neutro – gás ou o ar – existente no meio envolvente aos condutores, é ionizado, dando origem a um plasma em torno dos eléctrodos. Nestas circunstâncias, apesar do gradiente de potencial eléctrico ser elevado, não é suficiente para provocar completamente, nem a disrupção eléctrica, nem o arco eléctrico.

²³ **Emissão secundária:** fenómeno em que electrões adicionais, designados electrões secundários, são emitidos a partir de uma superfície de um material, quando uma partícula incidente (por vezes uma partícula carregada, tal como um electrão ou um ião) colide, com impacto no material, com energia suficiente.

²⁴ **Electrões secundários:** são electrões gerados como resultado da ionização. São chamados secundários porque são gerados a partir de outra radiação (radiação primária), que pode ser sob a forma de iões, electrões, ou fotões, com energia suficientemente elevada para exceder o potencial de ionização.

O efeito Corona ocorre tipicamente a pressões entre 0.1 e 100 mbar²⁵. [18]

Quando o gradiente de potencial, numa dada região do fluído, é suficientemente elevado, o fluído ioniza-se e, torna-se ele próprio condutor, aumentando o gradiente ainda mais. O efeito obtido é equivalente ao aumento das dimensões dos condutores. Assim, dá-se como que uma aproximação dos condutores (eléctrodo e fluído entretanto ionizado) e um aumento da sua superfície. Consequentemente, o campo eléctrico tende a sofrer modificações em ambos os sentidos, prevalecendo um ou outro, consoante as circunstâncias.

De uma maneira geral, à medida que nos afastamos dos eléctrodos, o efeito da ionização vai deixando se fazer sentir, o que se traduz numa diminuição do campo eléctrico nessas zonas. Tipicamente, após a ionização da porção de fluído que se encontra mais próxima dos condutores, não há lugar à ionização de outras porções mais afastadas, e o fenómeno não progride. Isto porque, fora da região de ionização, as partículas carregadas vão lentamente combinar-se com outras de carga com sinal oposto, ficando por isso neutralizadas. Logo, a ionização fica limitada à zona circundante aos condutores, formando como que uma baínha, que é visível e caracterizada por uma luz azulada, e ainda por um ruído de crepitação, que aumenta em situações de chuva ou nevoeiro, apresentando simultaneamente um cheiro a Ozono, precisamente porque há lugar à produção de Ozono, mas também de Óxido de Carbono e de ruído electromagnético no espectro radioeléctrico.

No dia-a-dia, o efeito Corona pode ser observado junto dos postes de alta tensão usados no transporte de energia eléctrica. Num cenário como este, é possível, por exemplo, iluminar uma lâmpada fluorescente colocada na periferia do condutor, sem se recorrer a qualquer fonte de alimentação directa. [21]

As características particulares com que o efeito se manifesta dependem da forma geométrica dos eléctrodos, das suas polaridades, da distância de separação entre eles, e do gás ou mistura de gases existentes no ambiente circundante.

Em determinadas circunstâncias, o efeito Corona pode ser útil e desejável²⁶, todavia, noutros casos pode ser altamente prejudicial.

O efeito Corona, nas imediações de uma linha de transmissão de energia de elevado potencial, representa uma perda de potência e limita a tensão máxima que pode ser usada, isto porque, as perdas devido a dissipação por efeito de Joule diminuem com o aumento da diferença de potencial, sendo de todo desejável que se use a máxima tensão possível.

Problemas mais comuns causados pelo efeito Corona nas linhas de transmissão:

- Perdas de potência;
- Ruído audível;
- Interferências electromagnéticas;
- Luz azulada;
- Produção de Ozono²⁷;
- Avarias nos isoladores.

²⁵ O valor da pressão atmosférica normal é de 1013 mbar, sendo que, valores inferiores são considerados baixas pressões, e valores mais elevados, altas pressões. [19]

²⁶ **Algumas Aplicações do Efeito Corona:** controlo e divisão de tensão em aceleradores de partículas nucleares; remoção de cargas eléctricas indesejadas presentes nas superfícies das aeronaves em voo, evitando assim o efeito prejudicial das descargas eléctricas descontroladas no desempenho dos sistemas aviónicos; fabrico de Ozono; remoção de substâncias orgânicas voláteis e indesejadas da atmosfera, tais como pesticidas e produtos químicos, solventes, e agentes usados em armas químicas.

²⁷ Os níveis excessivos de ozono na atmosfera constituem uma séria preocupação ambiental e um problema de saúde das populações.

Por estas razões, os equipamentos de transmissão de potência devem ser concebidos de forma a minimizar o efeito Corona.

3.1.6.2 Outros Efeitos Não Lineares

Para além de todos os efeitos não lineares já elencados até aqui, importa ainda tecer umas breves considerações acerca da utilização de **fibras de Carbono** em diversos dispositivos de radiocomunicações, uma vez que, este tipo de material é passível de produzir níveis de PIM consideráveis.

Se por um lado, a sua elevada estabilidade dimensional, baixo coeficiente de expansão térmica e de abrasão, faz com que encontrem forte aplicação em reflectores e estruturas de suporte de antenas, em particular para fins aeroespaciais; são, por outro lado, uma importante fonte de PIM, devido ao nível relativamente elevado da não linearidade intrínseca evidenciada pela Grafite. [62]

Além disso, as propriedades dieléctricas dos compostos de Polietileno de baixa densidade (LDPE) contendo fibra de Carbono são função da frequência e da porção de volume da fibra. Assim, as constantes dieléctricas deste tipo de material decrescem lentamente com o aumento da frequência, e crescem gradualmente com o aumento da quantidade de fibra de Carbono usada no material composto. [63]

Existem, no entanto, muitos outros efeitos não lineares que, evidentemente, não serão analisados nesta dissertação. A título ilustrativo apresenta-se em seguida uma listagem de alguns desses efeitos. [17]

- **Capacidades presentes nos contactos**, devido a uma fina superfície de óxido, em contacto com uma camada contaminada de uma superfície de contacto, unida a outra.
- **‘Electrostriction’** – alteração do volume dos materiais dieléctricos quando sujeitos a um campo eléctrico. Este fenómeno está presente em todos os materiais dieléctricos, e faz com que a permitividade tenha um comportamento não linear. A geração de PIM em cabos coaxiais tem uma contribuição devido a este processo, ocorrendo em dieléctricos PTFE.
- **Magneto-resistência** – alteração da resistividade eléctrica de um conductor metálico quando sujeito a um campo magnético. Este efeito tem sido observado no Cobre.
- **‘Magnetostriction’** – alteração do volume dos materiais quando sujeitos a um campo magnético. Ocorre em materiais ferromagnéticos, mas a contribuição deste mecanismo para a geração de PIM é menor quando comparada com a que advém do ferromagnetismo.
- **Microdescargas** – descargas eléctricas resultantes de campos eléctricos de elevada magnitude que dão origem a gás ionizado, em pequenas zonas ocas ou vazias, ou em hiatos dos contactos metálicos. Este processo não linear origina elevadas emissões de PIM em uniões (*‘flanges’*) de guias de onda.
- **Geração localizada de Cargas** – introdução localizada de portadores de carga num isolador ou semiconductor, num ponto de contacto. Este efeito produz um campo eléctrico interno, não uniforme, que dá origem a uma relação: *densidade de corrente não linear – campo eléctrico aplicado (J/V)*. Em semicondutores, onde há possibilidade de introduzir lacunas e electrões, podem resultar elevadas relações J/V.
- **Condução iónica** – condução resultante de iões (lacunas) que saltam para zonas adjacentes defeituosas de um isolador. Um campo eléctrico aplicado potencia este

efeito. Esta condução é não linear para campos de elevada magnitude. A não ser que exista uma grande componente DC, a condução iónica tem menor relevância do que outros mecanismos a frequências do espectro radioelétrico, e em particular, de microondas.

- **Emissão Termiónica (Efeito ‘Schottky’)** – passagem de electrões para lá da barreira de potencial, devido à distribuição estatística das suas energias térmicas. Pode ocorrer numa película oxidada de um semicondutor e tem uma característica $i-v$ não linear.
- **Emissão de Campo (‘Tunnelling’)** – passagem de electrões, por efeito de túnel, através da barreira de potencial. Para campos eléctricos elevados, a densidade de corrente tem uma variação não linear com a intensidade de campo. Este efeito é menos dependente da temperatura do que a emissão termiónica, e ocorre a temperaturas criogénicas.
- **Efeito Poole-Frenkel (Efeito ‘Schottky’ Interno)** – é similar ao efeito ‘Schottky’, contudo, o seu aparecimento provém de zonas ocas, que são preenchidas, no interior do material isolador ou semicondutor. É um efeito não linear, e é dependente da temperatura.
- **Emissão de Campo Interna** – é o túnel quântico de cargas provenientes de zonas ocas, que se estabelece na banda de condução. Na presença de campos eléctricos mais elevados, este efeito torna-se mais significativo do que a emissão termiónica.

Até aqui, preocupámo-nos em identificar os diferentes tipos e mecanismos não lineares mais relevantes para a geração de PIM. Chegados a este ponto, importa sistematizar um conjunto de regras, procedimentos e cautelas, a ter em conta, quando se pretende mitigar os efeitos prejudiciais da PIM, ficando desta forma lançado o mote para a secção seguinte.

3.2 MINIMIZAÇÃO DO IMPACTO DA INTERMODULAÇÃO PASSIVA

Como já se viu, o problema de intermodulação passiva está fortemente associado a sinais de múltiplas frequências e de elevada potência. No passado, o “remédio” simples, do ponto de vista de engenharia, para fazer face a este problema, passava por reposicionar o equipamento ou, em última análise, por alterar a frequência de operação. Contudo, a exequibilidade desse tipo de panaceias “fáceis” está, actualmente, muito condicionada pelo congestionamento espectral, pelo grau de complexidade, cada vez maior, dos sistemas, pelas baixas sensibilidades hoje permitidas pela tecnologia – tornando os sistemas especialmente vulneráveis a interferências por PIM – bem como também, pelo nível de investimento envolvido em certas redes e serviços de radiocomunicações, que não permite recorrer a este tipo de medidas curativas *ad hoc*. [66]

Como tal, começa a ser despoletada, hoje em dia, uma maior sensibilidade e interesse pela adopção de medidas preventivas, com vista à minimização do impacto da PIM.

Convém, no entanto, ressaltar que nenhum sistema é completamente imune à intermodulação passiva. Ainda assim, prestando-se a atenção devida a certos detalhes, pode reduzir-se substancialmente o seu nível. [68]

Em seguida, traçaremos algumas directrizes que podem ser aplicadas na etapa de projecto e concepção, quer de dispositivos de RF passivos ou activos, quer de instalações radioelétricas em geral.

Porém, deverá ficar bem patente que, na prática, os objectivos pretendidos podem não ser consentâneos com a verificação, em simultâneo, de todas estas regras. Até porque, existem outros factores que condicionam o projecto dos dispositivos ou instalações, que também devem

ser equacionados. Nomeadamente, os requisitos de PIM pretendidos, os fins a que se destinam, os custos de fabrico, etc. Para cada situação em particular, alguns destes factores ou efeitos são mais importantes que outros, ficando ao critério do projectista as escolhas mais adequadas.

À luz do que foi dito anteriormente, deverá ter-se em atenção o seguinte:
[3][15][17][18][46][64][65][67][68][69][70]

3.2.1 MATERIAIS NÃO LINEARES

- **Não usar materiais não lineares**, em particular, materiais ferromagnéticos e alguns dieléctricos que podem ser não lineares.
- **As ferrites e os materiais ferroelétricos devem mesmo ser evitados**, visto que, os seus níveis de PIM são, em geral, inaceitavelmente elevados.

Se se tiver mesmo que usar materiais não lineares:

- Estes **devem estar afastados de campos com intensidades elevadas**.
- **Devem ser revestidos com uma camada suficientemente espessa de material linear condutor**. Por exemplo, um revestimento de Ouro, Prata ou Cobre, com uma espessura uniforme, várias vezes superior à medida da profundidade de penetração ('*skin depth*'), aplicado num substrato de material não linear (e.g. Aço ou Níquel). O Ouro tem excelentes propriedades ao nível da PIM, pois não forma uma película de óxido. Todas as superfícies dos materiais a revestir devem ser correctamente preparadas do ponto de vista mecânico e químico, sendo de evitar o uso de materiais de revestimento com excesso de "abrilhantadores", uma vez que, são susceptíveis de provocar uma diminuição significativa da condutividade.
- **Garantir que o material de revestimento não sofre desgaste com o uso**.

3.2.2 CONTACTOS

- **Garantir densidades de corrente reduzidas nas junções**. Aparentemente, uma forma de o conseguir, seria aumentando as suas áreas de contacto. Todavia, há que ter em atenção que, uma área de contacto maior poderá, eventualmente, dar origem ao aumento do nível de PIM, em virtude da pressão de contacto ser menor, havendo por isso um maior número de potenciais pontos apresentando maus contactos. Dessa forma, a melhor solução passará por se estabelecer um compromisso entre as dimensões ideais da área de condução, impostas pela densidade de corrente desejada, e as dimensões físicas que garantem um contacto mecânico adequado.
- **Garantir que o número de contactos mecânicos metal-metal é o menor possível, e assegurar que todas as junções metálicas estão limpas e, adequadamente, apertadas**. Sempre que possível, deve evitar-se o uso de contactos metal-metal no percurso do sinal.
- **Minimizar o uso de parafusos de sintonia e de partes móveis que possuam contactos metal-metal**. Quando utilizados, deverão ser colocados em zonas com baixas densidades de corrente. Todavia, o ideal seria mesmo abdicar deles.

- **Substituir contactos mecânicos por soldaduras de boa qualidade**, garantindo que não são usados materiais não lineares, e que não existem resíduos ou desperdícios de solda no contacto.
- **Garantir a pressão de contacto adequada**. A pressão necessária depende do tipo de metal. No entanto, uma elevada pressão, por si só, não é o suficiente para assegurar um bom desempenho em termos de PIM.
- **Minimizar o número de vezes que os conectores são montados e desmontados**.
- **Utilizar revestimentos, à base de materiais lineares, para melhorar os contactos**.
- **Substituir**, em partes críticas do sistema, **conectores do tipo N por DIN 7/16"** (Figura 41-a), **pois** as suas características físicas **geram menores níveis de PIM**. Para potências mais elevadas deverão usar-se conectores do tipo **EIA Flange** (Figura 41-b).



(a)



(b)

Figura 41. Conectores de RF coaxiais. (a) DIN 7/16". (b) EIA Flange 7/8".

3.2.3 CONCEPÇÃO, FABRICO, MONTAGEM, ACABAMENTOS E MANUTENÇÃO

- **Não devem ser usados componentes não lineares em partes do sistema particularmente sensíveis às emissões de PIM, ou onde estas possam causar problemas**. Assim, deve ser minimizado o uso de cargas fictícias, circuladores, isoladores e de alguns dispositivos semicondutores.
- **As potenciais fontes de PIM deverão estar em locais onde a corrente é mínima**. Contudo, estas localizações variam com a frequência, sendo por isso, de todo recomendável, que os sinais a transmitir estejam bem adaptados em termos de impedância, em toda a banda do dispositivo.
- **Garantir densidades de corrente reduzidas nos percursos de condução**, por exemplo, através de áreas de contacto, e de condutores, com dimensões generosas. Não utilizar condutores demasiado finos. Além disso, as superfícies metálicas sujeitas a elevadas densidades de corrente devem estar especialmente limpas e polidas, não apresentando arestas pontiagudas.
- **Usar junções reforçadas com materiais lineares, fabricadas de maneira a assegurar elevados níveis de qualidade nos acabamentos**. Por exemplo, garantindo que essas junções não possuem fendas, restos de partículas metálicas, contaminação, ou corrosão.
- **Usar áreas de contacto lisas e polidas** com tolerâncias mecânicas exactas.

- **Isolar**, tanto quanto possível, **sinais transmitidos de elevada potência dos sinais de reduzida potência a receber**, através de filtros e da sua separação física.

Ao longo do ciclo de vida útil do dispositivo:

- **Proteger os contactos da contaminação, oxidação e corrosão.**
- **Numa junção do tipo 'Rusty Bolt' problemática deve ser garantido um percurso alternativo de elevada condutividade para a corrente de RF.**
- **Controlar o ciclo térmico, de maneira a garantir o mínimo de variações**, uma vez que, quer a expansão e contracção, quer o diferencial de expansão/contracção, podem criar condições propícias à geração de produtos de PIM.
- **Minimizar os movimentos relativos das superfícies em contacto**, evitando vibrações externas, expansão térmica e forças electromecânicas.

3.2.4 CABOS COAXIAIS

- É essencial **usar cabos coaxiais de boa qualidade, com baixos níveis de PIM**. Além disso, **o comprimento do cabo coaxial deverá ser**, em geral, **o menor possível**.
- **Evitar cabos coaxiais que possuam condutor central fabricado à base de ligas de aço.**
- **Usar, preferencialmente, cabos coaxiais com condutor exterior ondulado ou rígido**, em detrimento de cabos coaxiais com blindagem de malha entrançada. No entanto, os cabos rígidos ou semi-rígidos não devem ser dobrados muitas vezes, para assim se evitar o aparecimento de micro-fissuras no condutor exterior.
- **Não submeter o cabo coaxial a curvas muito pronunciadas**, devendo usar-se raios de curvatura tão grandes quanto possível.
- **Garantir um contacto adequado entre o cabo coaxial e o respectivo conector**. Este é um ponto especialmente crítico, devendo assegurar-se que, em particular, o condutor exterior assenta perfeitamente na base do conector.

3.2.5 PLANIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIAS

- Durante a fase de planificação de canais e frequências a utilizar, deverá haver uma forte preocupação em **considerar as frequências e as amplitudes dos produtos de intermodulação de ordem mais elevada**, uma vez que, estes poderão ser potenciais sinais interferidores noutros sistemas de comunicações.

3.3 DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE FONTES DE INTERMODULAÇÃO PASSIVA

Ao longo desta secção, tentaremos usar a nossa experiência pessoal, no terreno, enquanto técnicos do ICP-ANACOM – entidade responsável pela gestão do espectro radioelétrico em Portugal – descrevendo algumas das abordagens que, habitualmente, são seguidas para resolver problemas de interferências, e em particular, as que resultam de fenómenos de intermodulação. De forma complementar, introduziremos outras metodologias alternativas, usadas para detecção e localização de PIM, descritas na literatura científica.

Vimos anteriormente, algumas medidas profiláticas para evitar o aparecimento de distorção por intermodulação passiva. Porém, em situações reais de interferência, essas medidas não podem ser aplicadas de forma cega, sem que se conheça, com exactidão, o foco do problema. Ou seja, é absolutamente fundamental detectar e localizar a fonte de PIM, para depois – sim – adoptar as medidas mais adequadas para a sua eliminação, ou pelo menos, para atenuar os seus efeitos.

Contudo, na prática, a tarefa de localizar possíveis fontes de PIM pode vir a revelar-se morosa e complexa. Ora, num cenário real de interferência prejudicial, como o que descreveremos mais adiante, na secção 4.2, e que envolve comunicações, altamente sensíveis, do Serviço Móvel Aeronáutico – *entre a torre de controlo do aeroporto de Lisboa e as aeronaves em aproximação à pista de aterragem* – estamos perante uma situação que não se compadece com o lapso de tempo, eventualmente, longo que poderá estar associado à localização da fonte de PIM. E, nestas circunstâncias, mais importante do que encontrar a não linearidade em si, é determinar quais são as emissões que estão envolvidas no produto de intermodulação interferente, e actuar imediatamente sobre elas. O que, numa situação de perigo extremo, passará por desligá-las completamente, “matando”, pura e simplesmente, aquele produto.

3.3.1 IDENTIFICAÇÃO DAS EMISSÕES ENVOLVIDAS NUM PRODUTO DE INTERMODULAÇÃO

Identificar as emissões envolvidas num produto de intermodulação interferente pode, mais uma vez, não ser tarefa fácil. Intuitivamente, tem-se a percepção que, com o espectro radioelétrico cada vez mais congestionado, o número de sinais potencialmente causadores de interferência cresce a um ritmo inexorável. Podemos mesmo asseverar, sem qualquer risco de exagero, que em áreas geográficas relativamente restritas, existem milhares de fontes de radiação de RF a operar em simultâneo.



Figura 42. Elevado número de Fontes de RF num ‘sítio’ congestionado.

Só para dar uma ideia da complexidade aqui envolvida, basta pensar que o número de canais ou frequências atribuídos no Alto de Monsanto em Lisboa, e devidamente licenciados no ICP-ANACOM, excluindo as utilizações do espectro que estão sob a gestão militar, atinge seguramente mais de duas centenas. Destes, uma boa parte pertence a estações de base do Serviço Móvel Terrestre, que comunicam com as respectivas estações móveis que, por sua vez, podem corresponder a dezenas ou centenas de utilizadores, com terminais de rádio móvel. Se algum destes utilizadores estiver, eventualmente, nas imediações do local afectado, pode estar, inadvertidamente, a contribuir para a interferência.

Como se constata, esta nossa contagem de potenciais interferidores tem vindo a crescer como uma “bola de neve”, mas os números são ainda escassos para espelhar todas as utilizações de espectro, dado que, falta considerar as que não carecem de licenciamento, como o *‘Bluetooth’*, Wi-Fi, microfones emissores, controlos remotos por RF (de portões, alarmes, automóveis, etc.), RFID’s, fornos microondas, ou até, inclusivamente, amplificadores de sinal usados na recepção de TV, que ocasionalmente, de forma não intencional, começam a oscilar, por avaria, ou por deficiência de concepção, radiando sinais que poluem o espectro.

Todas estas fontes de radiação, sem excepção, são potenciais candidatas a participar num produto de intermodulação interferente. Contudo, e de acordo com o que já foi visto anteriormente, as emissões com potências mais elevadas têm um potencial de interferência muito superior. Pelo que, deverão ser as primeiras a contemplar na análise e diagnóstico do problema.

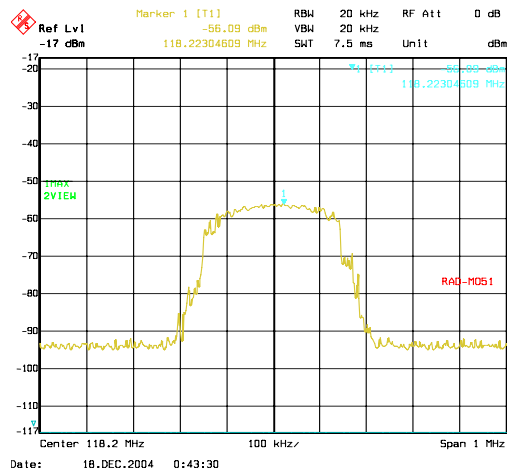
3.3.1.1 Monitorização do Espectro Radioelétrico no Local Afectado

Numa situação de interferência, é importante monitorizar o espectro no local afectado, não só para confirmar a efectiva verificação da sua ocorrência, despistando a eventualidade do problema resultar de anomalias do sistema de radiocomunicações afectado, mas, fundamentalmente, para tentar caracterizar, da forma o mais fiel possível, o sinal interferente. Ou seja, perceber bem os “sintomas” da interferência, se existe algum tipo de padrão que possa ser associado a uma modulação específica, a uma dada hora do dia, a um serviço de radiocomunicações em particular, a um utilizador, etc. No fundo, andamos à procura de uma “assinatura”, ou se se quiser, de uma “impressão digital” do sinal interferente resultante do produto de intermodulação, que possibilite a discriminação das emissões envolvidas, num universo tão vasto.

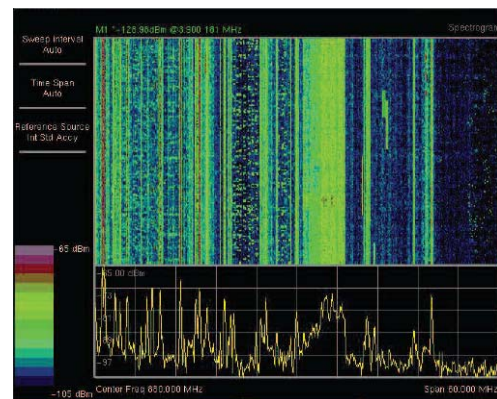
Nesse sentido, toda a informação transmitida pela entidade afectada pela interferência poderá revelar-se de extrema importância. A título ilustrativo, e tendo por base uma hipotética reclamação de um operador móvel, será útil perceber que tipo de alarmes foram reportados pelo Centro de Operações e Manutenção da rede (OMC), nomeadamente, chamadas caídas (*‘drop calls’*), falhas no acesso à rede, em que período do dia, em que local, quais as estações base (BTS) e os sectores particularmente afectados, se a rede passou a pedir mais potência aos terminais móveis num dado local, através da funcionalidade de controlo de potência, devido ao móvel, afectado pela interferência, estar a chegar com dificuldades à BTS, etc.

Por outro lado, a monitorização do espectro, através de análise espectral (Figura 43 – a) ou auditiva dos sinais de RF, pode fornecer informação com uma riqueza e qualidade notáveis, como se verá em seguida.

Em situações em que as interferências são intermitentes ou aleatórias, é útil deixar o analisador de espectro a medir continuamente e, recorrendo a um *‘software’* de aquisição automática de dados, guardar os registos para análise e processamento subsequentes. Existem aplicações dedicadas, que constroem, a partir desses dados, espectrogramas (Figura 43 – b), que dão informações vitais sobre a actividade dos sinais monitorizados, ao longo do tempo, permitindo, por exemplo, detectar emissores que usem técnicas de espalhamento de espectro por saltos na frequência (*‘frequency hopping’*).



(a)



Fonte: Anritsu

(b)

Figura 43. Monitorização do Espectro. (a) Análise Espectral. (b) Espectrograma.

3.3.1.1.1 CARACTERÍSTICAS DO SINAL INTERFERENTE

Tendo em conta que, uma boa caracterização do sinal ajudará a eliminar interferidores suspeitos na área, deve investir-se algum tempo nesta etapa do processo de análise da interferência.

Dos dados recolhidos a partir da monitorização do espectro, podemos tentar inferir, desde logo, algumas características do sinal interferente, nomeadamente:

- **LARGURA DE BANDA**

Verificar se a largura de banda ocupada pelo sinal interferente coincide, aproximadamente, com a largura de banda de alguma das emissões fundamentais existentes nas imediações. Embora a mistura possa alterar a largura de banda do produto de intermodulação interferente, essa informação da largura de banda ocupada, pode ser útil para nos conduzir a alguma das emissões que participam na intermodulação. Até porque, o produto de intermodulação interferente não pode ser criado a expensas de uma componente espectral com largura de banda superior à do próprio produto interferente.

A Tabela 2 resume algumas das larguras de banda típicas, ocupadas pelo espectro de alguns serviços de radiocomunicações.

Tabela 2. Largura de banda por cada canal, de alguns serviços de radiocomunicações.

Serviço de Radiocomunicações	Largura de Banda/canal
Serviço Móvel Terrestre (FM)	12.5 kHz (25 kHz)
Rádiodifusão Sonora (FM)	~200 kHz
Rádiodifusão Televisiva Analógica	7 MHz (VHF), 8 MHz (UHF)
CDMA	1.25 MHz
GSM	200 kHz
UMTS	3.84 MHz
Bluetooth	1 MHz
Wi-Fi	22 MHz

- **DURAÇÃO DA EMISSÃO INTERFERENTE**

É extremamente importante perceber se a interferência é permanente ou intermitente. Se for contínua, implica que todas as componentes espectrais envolvidas no produto de

intermodulação são permanentes. As interferências permanentes são, regra geral, mais fáceis de localizar, pois dão-nos mais tempo para as analisar.

Se por outro lado, for intermitente, conclui-se que, pelo menos, uma das componentes envolvidas é intermitente. E, nesse caso, interessa perceber o padrão com que a interferência ocorre, admitindo que não é aleatória. Esse padrão pode ser essencial para chegar à fonte do problema.

- **PERÍODO DE OCORRÊNCIA**

Registrar os períodos em que a interferência intermitente ocorre (hora de início, duração, se é contínua no período em que se encontra em actividade, etc.), em que dias do mês, a que dias da semana, em que período do mês, do ano, e prestar atenção às condições climáticas, como a temperatura, humidade relativa do ar, precipitação, etc.

O espectrograma pode revelar-se uma importante ferramenta para identificar padrões de intermitência do sinal, através do histórico de ocorrências.

- **INTENSIDADE DO SINAL**

O nível de intensidade do sinal interferente poderá dar-nos indicação da proximidade da fonte.

- **INFORMAÇÃO EXTRAÍDA DA DESMODULAÇÃO DO SINAL INTERFERENTE**

Felizmente que, por enquanto, as modulações analógicas ainda vão dando uma preciosa ajuda na identificação das emissões envolvidas num produto de intermodulação. Pois, através da análise auditiva do sinal de mistura desmodulado, chega-se de forma relativamente fácil às emissões em questão, ou pelo menos, a uma dessas emissões, o que já auxilia bastante nos cálculos que se farão na etapa seguinte.

As modulações digitais, por seu turno, exigem outros meios tecnológicos bem mais evoluídos, e não é líquido que se chegue a uma conclusão efectiva.

Poderá ainda ser útil, tentar constatar a existência de sub-portadoras no sinal interferente.

- **OCORRÊNCIA DE PICOS EM SIMULTÂNEO COM A EMISSÃO INTERFERENTE**

É absolutamente vital identificar todas as fundamentais que se encontram em emissão, em simultâneo, com a emissão interferente, através de picos pronunciados fornecidos pela análise espectral.

Com base nessa informação, há que confirmar, se a emissão correspondente a cada um dos picos, se encontra devidamente licenciada e, se está em conformidade com a máscara espectral definida para aquele tipo de serviço.

Interessa ainda comparar se cada um desses picos exhibe algum tipo de similitude para com o espectro do sinal interferente.

Deveremos dar especial atenção a picos semelhantes à interferência, e a picos desconhecidos, ou que apresentem não conformidades com a legislação em vigor.

De acordo com toda a informação coligida nesta fase do processo, deveremos já estar aptos a definir um leque relativamente restrito de emissões fortemente suspeitas, que deveremos usar, prioritariamente, nos cálculos descritos mais adiante, na secção 3.3.1.3.

3.3.1.2 Vistoria Técnica ao Local Afectado

A análise das condições técnicas de funcionamento da instalação afectada pela interferência não pode ser descurada, pois importa averiguar se não é ela própria a fonte do problema de que deu origem à reclamação. Assim, há que perceber se houve modificações recentes, como por exemplo, a substituição ou instalação de novos sistemas ou equipamentos, alteração de frequências, ou de outros parâmetros técnicos inerentes à licença radioelétrica respectiva. No caso de existirem novas estações de radiocomunicações no local, há que verificá-las devidamente, pois pelo facto de não transmitirem na mesma frequência em que se verifica a interferência, não quer dizer que não a possam criar.

É importante inspecionar visualmente a torre, cabos coaxiais, conectores, e antenas, de forma perceber se não existem anomalias facilmente observáveis.

Finalmente, deverá verificar-se, do ponto de vista técnico, o equipamento afectado que, em princípio, é um receptor.

Como muitas das vezes os receptores se encontram muito próximos de transmissores de elevada potência, estes são, constantemente, “bombardeados” por sinais que entram através da baixada da antena de recepção. Alguns desses sinais são imediatamente atenuados pelos filtros de pré-selecção existentes à entrada do ‘front-end’ do receptor. Todavia, quando tais sinais não são suficientemente atenuados, e conseguem chegar a um elemento não linear, como por exemplo, um detector, misturador ou amplificador, há lugar à geração de harmónicas e de produtos de intermodulação. Nestas circunstâncias, diz-se que o ‘front-end’ está saturado.

Interessa pois despistar se é, ou não, o receptor que está a gerar a própria “interferência”.

A melhor forma de o garantir é inserir, de permeio, entre a baixada da antena e o receptor, um atenuador variável.

Depois, introduzindo-se uma dada atenuação, verificar para que valor caiu o nível de sinal da interferência. Se decresceu do mesmo valor da atenuação introduzida, a interferência é real. Se decresceu de um valor maior do que essa atenuação, então existem fortes suspeitas do ‘front-end’ se encontrar saturado.

Adicionalmente, deverá verificar-se se a sensibilidade de entrada, ou o nível de ‘*squellch*’ do receptor, são os mais adequados. No caso do equipamento estar demasiado sensível, existe a possibilidade de captar sinais com níveis de potência muito reduzidos. E, em última análise, a suposta “interferência” pode não ser mais do que uma emissão espúria, que até cumpre as especificações legais em vigor.

3.3.1.3 Cálculo dos Produtos de Intermodulação

Com toda a informação obtida até então, e através de uma rotina de cálculo computacional, vão sendo testadas, sucessivamente, diversas combinações de frequências e de vectores de mistura que, devidamente somados, geram a frequência de intermodulação. Estes cálculos contemplam várias emissões envolvidas (inicialmente duas, depois três, quatro, cinco, e assim sucessivamente), bem como, produtos de várias ordens (2.^a, 3.^a, ...). Se se conhecerem de antemão algumas das emissões, o esforço computacional diminui drasticamente, em virtude de se reduzir o número de iterações necessárias para abranger o varrimento da faixa de frequências pretendido.

Da experiência que temos no terreno, em situações deste tipo, normalmente, os mais críticos e os mais comuns são os produtos de intermodulação *'in band'* de 3.^a ordem, resultantes dos batimentos de $2\omega_1 - \omega_2$ ou $2\omega_2 - \omega_1$, já apresentados em (2. 16) e (2. 17). No entanto, esta pode não ser a regra para todos os casos.

Nesta fase do processo, já estaremos, em princípio, em condições de ir para o terreno e confirmar, a partir das combinações de frequências entretanto calculadas, qual delas é a que coincide efectivamente com o produto de intermodulação interferente.

3.3.1.4 Constatação efectiva das fontes

Esta confirmação será realizada através de cortes sequenciais, de cada uma das emissões suspeitas. Uma vez que, ao desligar qualquer uma das fundamentais envolvidas na mistura, o produto de intermodulação desaparece, pode desta forma constatar-se quem é que contribui, efectivamente, para a sua geração.

Sabendo-se de facto quais são as emissões envolvidas no produto, é de todo conveniente vistoriar as respectivas instalações radioelétricas.

3.3.1.5 Vistoria aos locais onde se encontram as emissões envolvidas na interferência

À semelhança dos cuidados tidos, aquando das vistorias às instalações afectadas pela interferência, descritos em 3.3.1.2, também agora importa seguir as mesmas linhas orientadoras. Ou seja, perceber se houve alterações recentes de equipamentos ou dos parâmetros técnicos das licenças radioelétricas, e inspecionar visualmente torre, cabos, fichas, antenas, etc.

Neste caso, deveremos proceder a medições, dos níveis das radiações não essenciais, à saída do transmissor, terminada com uma carga fictícia (*'dummy load'*), isolando-o da antena, com vista a eliminar a possibilidade da emissão interferente, que procuramos, ser gerada logo pelo próprio emissor, por exemplo, por alguma avaria ou deficiência de projecto. Em seguida, repetiremos as mesmas medições, mas com o transmissor ligado à antena, através de um acoplador direccionado, para perceber se a emissão interferente está presente, e se é mais forte no sentido directo, i.e., no porto correspondente à potência directa (emissor \rightarrow antena), ou no sentido inverso, i.e., no porto de potência reflectida (antena \rightarrow emissor). Se for mais forte no sentido directo, há forte possibilidade das outras emissões envolvidas no produto de intermodulação entrarem pela baixada da antena de emissão e misturarem-se no andar final daquele transmissor. Nesse caso, deverá instalar-se um isolador à sua saída, para evitar a entrada de sinais indesejados, atenuando-os. Se por outro lado, o nível de sinal da emissão interferente for mais forte no sentido inverso, a sua proveniência é, em princípio, exterior àquela instalação radioelétrica, havendo fortes possibilidades de se tratar de intermodulação passiva, caso se verifique que não ocorre noutro qualquer transmissor vizinho.

Em todas estas medições, deve ser assegurado que o equipamento de medida não se encontra saturado, procedendo conforme já foi explicado anteriormente.

3.3.2 MEDIDAS PARA A MITIGAÇÃO DO PROBLEMA

Dependendo do grau de risco subjacente à interferência, deverão ser ponderadas as medidas mais adequadas a tomar para a sua mitigação. Num caso de extrema gravidade, a entidade que gere o espectro radioelétrico, pode *inclusive* decretar o silenciamento total da emissão ou emissões presentes no produto de intermodulação, até que a situação seja normalizada.

3.3.2.1 Urgentes

Atendendo a que, a localização da fonte do problema pode não ser imediata, tal não significa que não sejam tomadas medidas urgentes para controlar a interferência. É por isso necessário, avaliar se há possibilidade de manter o nível do sinal interferente abaixo de um dado limiar, que não coloque em causa o serviço afectado. Não havendo esse risco, então, nessas circunstâncias, devem ser adoptadas medidas tendentes a atenuar a potência do produto interferente. Uma das formas de o conseguir é reduzindo as potências de emissão das fundamentais presentes na intermodulação. Se pelo contrário, ainda que se reduza a potência do sinal interferente, há o risco evidente do serviço permanecer afectado, então a única solução será mesmo desligar as emissões em questão.

3.3.2.2 Subsequentes (a curto, médio prazo)

A curto ou médio prazo, urge encontrar a fonte do problema e eliminá-la. Assim, o enfoque agora deverá ser dado às técnicas de localização, que se descrevem em seguida.

3.3.3 LOCALIZAÇÃO DAS FONTES DE INTERFERÊNCIA

Em seguida faremos alusão a diversas abordagens usadas na localização das fontes de interferência, começando pelas que, habitualmente, o ICP-ANACOM usa no terreno, que assentam, em geral, em técnicas de radiogoniometria²⁸ (*'radiogoniometry'*, ou mais comumente, *'direction finding'*, na literatura anglo-saxónica), passando-se depois a outras metodologias descritas em publicações científicas.

3.3.3.1 Através de técnicas de Radiogoniometria

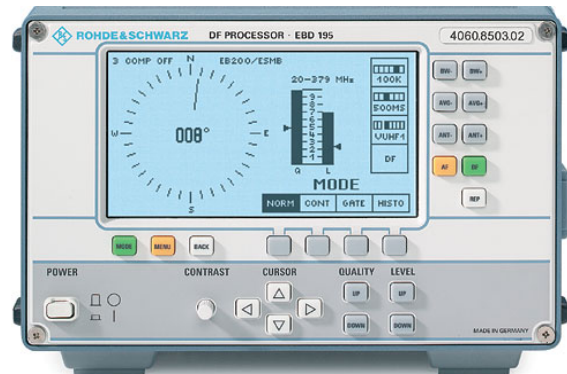
Numa primeira aproximação, pode ser útil recorrer a viaturas equipadas com radiogoniometria móvel, para circunscrever, de forma mais ampla, um dado local, que será analisado posteriormente com maior grau de detalhe.

Os radiogoniómetros móveis possuem um agregado de antenas disposto em anel (Figura 44 – a), e de *'hardware'* dedicado (Figura 44 – b), para fazer a análise e processamento da informação obtida a partir da forma como as ondas electromagnéticas chegam a esse agregado, inferindo-se, a partir daí, um dado azimuth e respectiva intensidade de sinal.

²⁸ A palavra *goniometria* deriva do grego “*gonía*” que significa **ângulo**, e “*métron*” que significa **medida**, i.e., *medida de ângulos*. A **radiogoniometria** é, por isso, um processo de determinação da posição de uma dada fonte de RF, através da análise da direcção de propagação das ondas electromagnéticas provenientes dessa mesma fonte. Normalmente, os radiogoniómetros fornecem a indicação do ângulo – ou azimuth – e da intensidade do sinal a determinar.



(a)

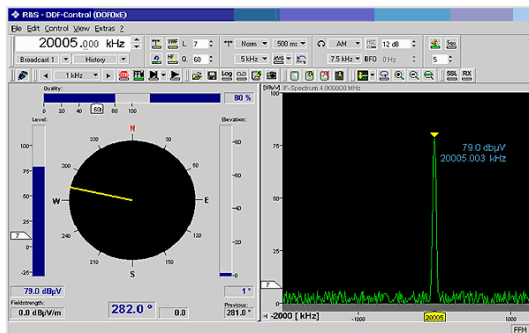


(b)

Fonte: Rohde & Schwarz (www.rohde-schwarz.com)

Figura 44. Equipamentos de radiogoniometria móvel. (a) Agregado de antenas. (b) Processador.

Conjuntamente com um ‘software’ específico (Figura 45 – a), que integra as funcionalidades de um sistema de informação geográfica (SIG), é possível, por triangulação de azimutes (Figura 45 – b), delimitar uma área, mais ou menos restrita – dependendo da qualidade dos azimutes obtidos – onde se encontra a fonte de RF procurada.



(a)



(b)

Fonte: Rohde & Schwarz (www.rohde-schwarz.com)

Figura 45. ‘Software’ de radiogoniometria. (a) Interface com indicação do azimuth e nível de sinal. (b) Triangulação geo-referenciada de azimutes, localizando a fonte de RF procurada.

Mas como em muitos dos casos, as fontes de PIM se encontram em locais de difícil acesso a viaturas, teremos que arranjar formas alternativas de colocar em prática os mesmos princípios descritos no parágrafo anterior.

A maneira mais trivial será recorrer a um receptor ou analisador de espectro e a uma antena altamente directiva, usualmente, do tipo Yagi, log-periódica, ou de quadro (Figura 46).



Fonte: Rohde & Schwarz (www.rohde-schwarz.com)

Figura 46. Radiogoniometria recorrendo a um receptor e a uma antena directiva.

Depois basta fixar a nossa atenção no pico, correspondente à frequência interferente, dado pelo analisador, e rodar em torno de nós próprios, até encontrar a direcção onde esse pico atinge a intensidade máxima. A fonte interferente estará certamente nesse enfiamento. Por vezes, consegue-se melhorar o nível de recepção do sinal a procurar, ajustando-se a polarização da antena.

Em seguida, devemos tentar encontrar outro local de análise, proceder da mesma forma, e tentar cruzar as duas directividades, entretanto obtidas. Se formos fazendo isto, por aproximações sucessivas, deveremos em breve chegar à fonte do problema.

Mais uma vez se chama a atenção para a importância de se verificar se o receptor, no caso o analisador de espectro, não se encontra saturado. Uma boa prática a observar consiste em desligar os pré-amplificadores do equipamento de medida, e interligar um atenuador variável entre o cabo da antena e a entrada de sinal do analisador. Ao forçar-se uma dada atenuação, o sinal interferente terá que descrecer na mesma proporção. Se tal não acontecer, há fortes indícios do analisador estar saturado, não se podendo concluir o que quer que seja, a partir dos resultados por ele apresentados.

3.3.3.2 Através de outras metodologias alternativas de localização

Alternativamente, a localização de interferências, criadas por produtos de intermodulação passiva indesejados, poderá assentar nas técnicas descritas em seguida, especialmente adequadas para trabalhos em ambientes laboratoriais [15][68]:

- **Localização aproximada da fonte através de técnicas de excitação e medida.**

Existem várias técnicas que podem ser aplicadas. Nomeadamente, gerar dois tons diferentes e, através de uma sonda directiva de proximidade e de um receptor, circunscrever uma zona em que a intermodulação atinge o valor máximo.

Uma outra abordagem, desenvolvida pela Swiss PTT, baseia-se nos princípios da reflectometria no domínio do tempo. É particularmente indicada para localizar fontes de intermodulação passiva em componentes dispersos ao longo do percurso do sinal, em concreto, baixadas com comprimentos até 150 m. Esta técnica consiste em injectar dois pulsos de RF na baixada, analisando-se em seguida, num detector de vídeo e num osciloscópio, o pulso resultante da intermodulação, que entretanto retorna. Este sistema de detecção fornece informação sobre o tempo de atraso e sobre a distância, permitindo localizar não linearidades, com uma resolução inferior a 1 m.

- **Identificação de componentes com forte probabilidade de serem, eles próprios, a fonte do problema.**

A identificação das fontes mais prováveis é talvez o método mais útil, e também o mais subestimado. Embora seja um método de tentativa-erro, se estivermos bem familiarizados com os componentes que são, tipicamente, mais problemáticos, podemos reduzir muito substancialmente o tempo de localização.

Muitos dos sistemas de medida, concebidos para detectar produtos de PIM, em ambientes de radiocomunicações, baseiam-se na análise dos produtos de ordem mais baixa, uma vez que, são os que evidenciam maiores amplitudes e, conseqüentemente, um maior potencial de risco de interferência. Em virtude disso, muitos dos produtos de ordem mais elevada são usualmente ignorados. [68] Não obstante, a Marinha norte-americana tem recorrido a eles para localizar fontes de interferência, baseando-se na geração de dois tons em frequências de HF e em técnicas de radiogoniometria. [44] As comunicações via satélite são uma excepção, dado que, os receptores e os amplificadores de baixo ruído (LNA) coabitam com os transmissores de elevada potência. E, nessas circunstâncias, os produtos de intermodulação de ordem mais elevada podem também causar interferências significativas.

Em seguida, veremos algumas técnicas para detectar fontes de intermodulação passiva menos triviais, como é o caso, por exemplo, de um arame de uma vedação (Figura 47). [72]



Fonte: Anritsu

Figura 47. Fonte de PIM: arame de uma vedação.

Mais uma vez, é essencial uma boa antena directiva para a detecção deste tipo de elementos não lineares, e seguir as técnicas de radiogoniometria já atrás descritas. Nas imediações da fonte, e para circunscrevê-la com maior rigor, é aconselhado o uso de pequenas pontas de prova (sondas), com um aro na extremidade (Figura 48), que permitem localizar, com alguma flexibilidade e exactidão, a fonte que está a radiar a intermodulação.



Fonte: Anritsu

Figura 48. Pontas de Prova (sondas).

Para confirmar se é de facto ali que reside o problema, pode lançar-se sobre a junção suspeita um pouco de água, para fazer variar as condições. Se o nível da intermodulação sofrer modificações, não há dúvida que encontrámos a fonte que procurávamos.

3.3.4 RESOLUÇÃO DO PROBLEMA

Encontrada a fonte do problema, e tendo-se descodificado o mecanismo ou fenómeno que lhe deu origem, há que tomar medidas para a sua erradicação, muitas das quais já preconizadas na secção 3.2, mas que poderão, além disso, passar pela substituição de componentes defeituosos, como por exemplo antenas, diversas estruturas metálicas de fixação, cabos coaxiais, etc. Eventualmente, há que considerar a modificação do posicionamento dos sistemas radiantes, de forma a otimizar o funcionamento dos sistemas de comunicações que deles dependem, ou, em última instância, re-equacionar o plano de frequências no local.

Como se vê, o leque de opções é vasto, e neste tipo de problemas, não existem soluções universais. Obviamente que, cada caso é um caso, cabendo aos engenheiros de rádio fazer as escolhas mais adequadas para cada situação em concreto.

3.3.5 CONFIRMAÇÃO

Após se ter ultrapassado o problema de interferência, cabe à entidade gestora do espectro, confirmar a sua resolução efectiva, através de diversos tipos de medições e ensaios, já mencionados anteriormente.

Reposta a normalidade de funcionamento de todas as estações de radiocomunicações envolvidas, haverá “luz verde” para que voltem a operar de acordo com os parâmetros técnicos definidos nas respectivas licenças radioeléctricas.

CAPÍTULO 4

4 ESTUDOS DE CASO

Neste capítulo tentaremos ilustrar, com base em situações reais, algumas das consequências práticas dos efeitos prejudiciais da distorção não linear em sistemas de rádio frequência. Para tal, serão analisados três Estudos de Caso, envolvendo diferentes serviços de radiocomunicações, e que resultaram do trabalho de campo desenvolvido nas actividades diárias dos serviços de monitorização e controlo do espectro do ICP-ANACOM.

4.1 CASO 1: INTERFERÊNCIAS NO SERVIÇO MÓVEL TERRESTRE – REDES PRIVATIVAS

4.1.1 DESCRIÇÃO

Em finais de Junho de 2005, foi reportada uma anomalia, dando conta de uma interferência prejudicial, que afectava as comunicações de uma das entidades nacionais, servidas por uma estação repetidora, a funcionar em UHF, instalada numa serra no centro do país.



Figura 49. Torre de suporte de antenas do Serviço Móvel Terrestre.

Trata-se de uma rede privativa de radiocomunicações do Serviço Móvel Terrestre, constituída por um repetidor a funcionar na banda de UHF, usando modulação FM, com canais de largura de banda de 12.5 kHz, sendo a potência máxima à saída do transmissor, tipicamente, de 25 a 30 W.

Um repetidor deste género, pode por exemplo ser implementado através de 2 emissores/receptores móveis, em que um deles fica exclusivamente com a função de recepção, e o outro com a de transmissão. Entre eles, há uma ligação eléctrica, que garante o accionamento do módulo transmissor sempre que o limiar de 'squelch' do receptor é ultrapassado.



Figura 50. Repetidor de radiocomunicações do Serviço Móvel Terrestre.

A frequência de recepção do repetidor é 408.950 MHz, e a de transmissão 420.950 MHz. Os terminais móveis conseguem ampliar a sua área de cobertura fazendo uso do repetidor, e como tal, obviamente, terão que ter as frequências, de emissão e recepção, invertidas relativamente às do repetidor. Tipicamente, estes móveis podem ser 'walkie-talkies' portáteis de 5 W, ou emissores/receptores semelhantes aos que se apresentam na Figura 50 – habitualmente instalados em viaturas.

A

Figura 51 ilustra o diagrama de blocos da rede, bem como, o respectivo plano de frequências atribuído.

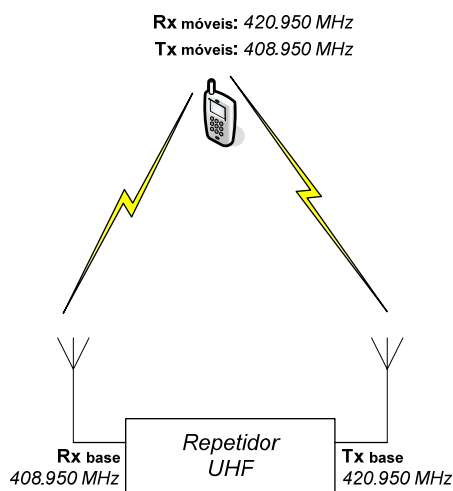


Figura 51. Diagrama de blocos da rede afectada.

O problema aqui mencionado manifestava-se da seguinte forma:

Após ter sido accionado por uma estação móvel (408.950 MHz), o repetidor mantinha a saída (420.950 MHz) activada durante um período de tempo adicional, variável entre 2 a 5 segundos, indo em casos extremos até aos 30 ou 40 segundos, sensivelmente, mesmo

após ter cessado a transmissão da referida estação móvel, sendo audível nessa altura uma comunicação de dados (modulação digital).

4.1.2 ANÁLISE E DIAGNÓSTICO

A hipótese mais natural a considerar será a da existência de uma interferência externa ao sistema afectado. Contudo, através de análise espectral, nunca se conseguiu visualizar nenhum sinal na frequência 408.950 MHz, nem no período em que o repetidor permanecia activo, nem imediatamente após a cessação da transmissão da estação móvel.

Em face da situação, passou-se a forçar a emissão do repetidor. E de quando em vez, surgia a referida modulação digital, que mantinha o repetidor activo para além do período de transmissão dos móveis.

Perante tais evidências, e depois de esgotadas outras possibilidades, foi levantada a seguinte hipótese:

Existência de uma intermodulação gerada pela mistura da própria emissão do repetidor (ou harmónicas) com uma outra emissão, que coincide precisamente com a frequência de entrada do repetidor (408.950 MHz), dando origem a uma realimentação entre a saída e a entrada.

Como já foi visto anteriormente, e por ser uma das combinações mais problemáticas, admitiu-se que seria, eventualmente, uma intermodulação de 3.^a ordem ‘in band’ que estaria a originar o problema. Nessa perspectiva, foi considerado o produto seguinte:

$$2 \times f_{Tx} - f_{\text{emissão desconhecida}} = f_{Rx} \quad (4.1)$$

Isto é,

$$2 \times 420.950 - f_{\text{emissão desconhecida}} = 408.950 \quad (4.2)$$

Com base neste pressuposto, calculou-se a frequência fundamental de uma emissão, que estaria, por casualidade, a contribuir para a intermodulação, obtendo-se o seguinte resultado:

$$f_{\text{emissão desconhecida}} = 2 \times 420.950 - 408.950 = 432.950 \text{ MHz} \quad (4.3)$$

Para confirmar a hipótese levantada, procedeu-se à análise espectral, em torno da frequência calculada, tendo sido detectada a existência de uma portadora modulada digitalmente, precisamente nessa frequência, e com um nível de sinal bastante significativo, junto da instalação afectada.

Dada a intensidade desse sinal, rapidamente se localizou a sua origem, constatando-se que provinha de uma estação de potência reduzida (250 mW), do Serviço de Amador, pertencente a uma associação de radioamadores, destinada à transmissão de dados meteorológicos, e que se encontrava instalada a poucos metros do repetidor prejudicado.

Para verificar se a estação repetidora de radiocomunicações afectada estava a cumprir as especificações em termos de radiações espúrias, procedeu-se à medição dos níveis da fundamental²⁹ e das restantes radiações não essenciais. Constatou-se que a 2.^a harmónica da frequência de saída do repetidor era, como seria espectável, a que evidenciava o maior nível de potência. Ainda assim, a atenuação entre a fundamental e a 2.^a harmónica era de 49 dBc, estando em conformidade com o preceituado na legislação em vigor³⁰.

Para garantir que era, de facto, este produto de intermodulação que estava a manter o repetidor indevidamente accionado, simularam-se condições ainda mais adversas, como a seguir se descrevem:

1. Colocou-se um transmissor portátil a emitir com uma potência de 5 W (> a 250 mW), na mesma frequência da estação de amador, 432.950 MHz, modulando a portadora com uma sinusóide de 1 kHz, para mais facilmente se detectar a sua origem, através de análise auditiva.
2. Em seguida, accionou-se o PTT de uma estação portátil, pertencente à rede do utilizador afectado, durante um curto espaço de tempo.

Tal procedimento permitiu-nos verificar que nestas condições:

- O repetidor ficou permanentemente activo, mesmo após a estação móvel ter deixado de emitir;
- Era audível o sinal de 1 kHz.

4.1.3 RESOLUÇÃO

Provou-se que, era a intermodulação identificada, a causadora do problema reportado pelo reclamante, facto mais uma vez garantido com a desactivação da estação do serviço de amador, que conduziu à eliminação total da anomalia.

Perante a situação, poderiam ter sido adoptadas as seguintes soluções:

- Filtragem adicional adequada na estação repetidora afectada (na emissão e na recepção), por iniciativa do reclamante; todavia, os parâmetros técnicos legais em vigor estavam a ser cumpridos.
- Alteração das frequências de operação dos dispositivos envolvidos, garantindo-se que no local nenhuma outra estação seria afectada.

²⁹ Potência de saída medida à frequência fundamental (420.950 MHz): 11.5 W.

³⁰ A Tabela I do Apêndice 3 do Regulamento de Radiocomunicações preconiza 40 dBc para potências de saída médias inferiores ou iguais a 25 W, na faixa compreendida entre 235 MHz e 960 MHz.

Contudo, o Decreto-Lei n.º 5/95, de 17 de Janeiro, no seu Artigo 20.^o³¹, pontos 1 e 2, estabelece que, nestes casos, é da responsabilidade do amador a resolução do problema.

Pelo que, a associação de radioamadores tomou a iniciativa de desligar de imediato a sua estação, alterando posteriormente a frequência de emissão do equipamento.

4.1.4 COMENTÁRIOS

Embora a solução aqui adoptada possa não ter sido a mais elaborada do ponto de vista de engenharia – uma vez que passou apenas por alterar a frequência de emissão da estação do serviço de amador – resultou de um compromisso de custo-benefício, entre o período de tempo e os meios a envolver na detecção exacta da origem real do problema – eventualmente elevados – ; e a eliminação total do problema.

Tanto mais que, aquela interferência só conseguiu ter impacto nas comunicações da entidade afectada, devido à proximidade das duas estações, e não pelos níveis de potência evidenciados pelo produto de intermodulação, que eram bastante reduzidos.

Ao alterar-se a frequência de emissão, não se eliminou totalmente o problema, uma vez que, aquele produto de intermodulação apenas mudou de frequência. Todavia, garantiu-se que nenhum serviço, ali existente nas redondezas, era afectado. E, como o nível de potência do produto era tão reduzido, se nos afastássemos uma boas dezenas de metros, este atenuava-se consideravelmente, não colocando em causa nenhum outro serviço mais distante.

³¹ “(...) Sempre que uma estação de amador cause interferências na recepção de serviços nacionais que funcionem noutras faixas de frequências, o ICP determinará as providências necessárias para que a interferência seja eliminada, depois de verificado que essa interferência não é devida a qualquer deficiência quer das características do receptor, quer da sua instalação, incluindo a respectiva antena. (...) Enquanto a interferência não for eliminada, quer pela adopção de dispositivos apropriados na estação de amador, quer pela utilização de aparelhagem que satisfaça os preceitos actuais da técnica no serviço interferido, a estação de amador não pode funcionar nessa frequência durante o período em que aquele serviço é afectado. (...)”

4.2 CASO 2: INTERFERÊNCIAS NO SERVIÇO MÓVEL AERONÁUTICO

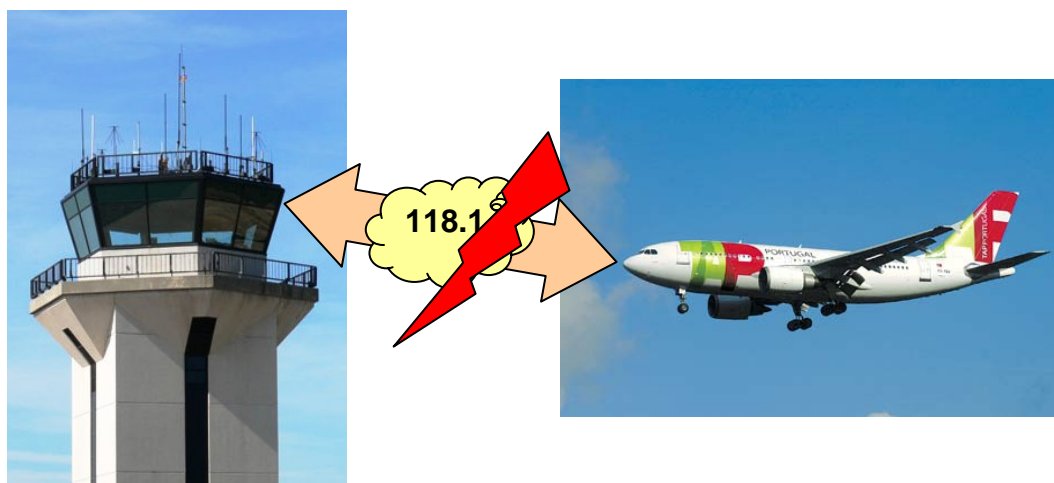
4.2.1 DESCRIÇÃO

Em meados de Dezembro de 2004, o Aeroporto de Lisboa reporta, ao Centro de Monitorização e Controlo do Espectro do ICP-ANACOM, uma *interferência prejudicial*³² na frequência da Torre de Controlo: 118.1 MHz.



Fonte: Martifer Construções (www.martifer.com)
Figura 52. Local afectado pela interferência – Aeroporto de Lisboa.

As comunicações estão fortemente interferidas, aparentemente, por uma emissão de radiodifusão sonora. As aeronaves em aproximação à pista de aterragem, ao sobrevoarem a zona de Monsanto, são particularmente afectadas. Em face da situação, é impossível usar esta frequência, e por razões de segurança, as comunicações estão a ser asseguradas na frequência alternativa.



Fonte: Pennsylvania Airports / Fonte: Airways Magazine – Foto: Ewan Partridge

Figura 53. Ilustração do problema de interferências nas comunicações.

³² **Interferência prejudicial:** qualquer interferência que comprometa o funcionamento de um serviço de radionavegação ou qualquer outro serviço de segurança ou que de outra forma prejudique seriamente, obstrua ou interrompa repetidamente um serviço de radiocomunicações que opere de acordo com o direito comunitário ou nacional aplicável. [2]

4.2.2 ANÁLISE E DIAGNÓSTICO

Perante tão vasta multiplicidade de fontes, é de todo conveniente, como já se viu no capítulo anterior, caracterizar o melhor possível o sinal interferente. Nomeadamente, largura de banda ocupada, duração (permanente, intermitente ou aleatória), período de ocorrência, intensidade do sinal, informação extraída da desmodulação, etc.

Contudo, neste estudo de caso, até se sabe bastante sobre o sinal interferente. Tanto mais que, ele é permanente, o que garante uma maior flexibilidade na sua localização. E, da desmodulação, conclui-se que na interferência estamos perante, pelo menos, uma estação de radiodifusão sonora, identificando-se, através de análise auditiva, a “Rádio A”, que emite na zona, na frequência 104.3 MHz.

Ora, não se tratando de nenhuma emissão ilegal e intencional a operar em 118.1 MHz, nem estando a frequência atribuída a nenhum outro serviço licenciado, estamos portanto perante um fenómeno de distorção não linear, com origem num sistema não linear.

De acordo com as linhas de orientação já traçadas nesta dissertação, na secção 3.3.1.2, foi efectuada uma Vistoria Técnica ao Local Afectado, verificando-se que os parâmetros técnicos subjacentes à licença radioeléctrica estavam a ser cumpridos. Logo, está afastada a hipótese de saturação dos ‘front-ends’ dos receptores da torre afectados. Os receptores das aeronaves não foram sujeitos a verificações, por razões óbvias, mas atendendo ao facto de várias aeronaves reportarem o problema, era pouco consistente a hipótese de saturação de todos os receptores.

Mas para já, conhecemos uma das emissões presentes no produto interferente – a “Rádio A” (104.3 MHz), identificada por análise auditiva. Falta-nos identificar outra ou outras emissões. Como estamos perante modulações analógicas e permanentes, teremos alguma facilidade em chegar às restantes através da desmodulação do sinal.



(a)



(b)

Figura 54. Instalações onde se encontrava a origem do problema. (a) Emissores de FM de 10 kW. (b) Filtros e combinadores respectivos.

Para tal, suprimiu-se a modulação da “Rádio A”, deixando-a apenas em portadora. Embora menos perceptível, consegue-se identificar auditivamente a “Rádio B”, que emite na frequência 90.4 MHz. Ambas as estações estão instaladas na mesma torre, em sistemas radiantes colineares e adjacentes.



Figura 55. Torre onde se encontravam instalados ambos os sistemas radiantes das estações de radiodifusão envolvidas no produto de intermodulação.

Admitindo então um produto de intermodulação 'in band' de 3.^a ordem:

$$2 \times 104.3 - 90.4 = 118.2 \text{ MHz} \quad (4.4)$$

Verifica-se que a frequência encontrada não coincide exactamente com a afectada, contudo embora este produto apareça ligeiramente ao lado, constatou-se, nas medições efectuadas no terreno, que a largura de banda ocupada pela interferência era de cerca de 300 kHz, sobrepondo-se ao canal prejudicado (118.1 MHz). Além disso, através de cortes alternados na emissão de cada uma das rádios, a interferência deixava de se manifestar, confirmando-se ser este o produto responsável pelo problema reportado pelo Aeroporto de Lisboa.

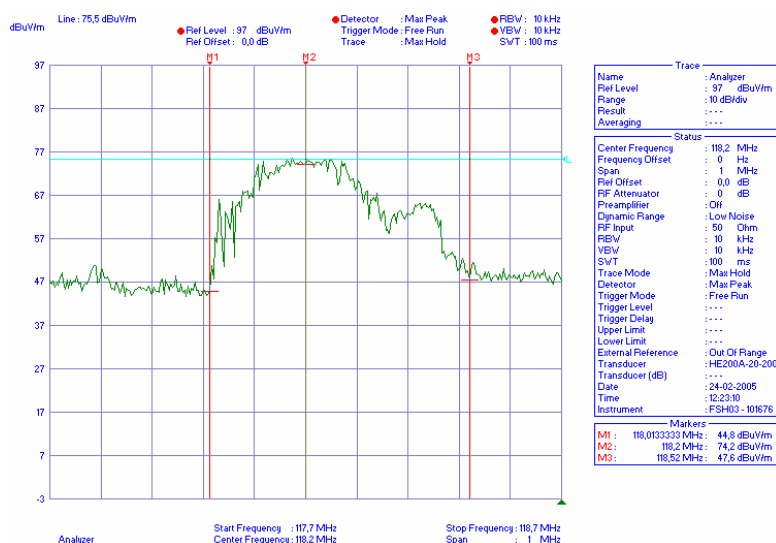


Figura 56. Espectro da interferência.

Com base nas informações até aqui recolhidas, procedeu-se também à vistoria técnica dos locais onde se encontram as emissões envolvidas no produto, conforme descrito na secção 3.3.1.5, constatando-se que, em ambas as “Rádios” envolvidas, os parâmetros técnicos das licenças radioelétricas estavam a ser cumpridos. Apesar disso, reforçou-se o sistema de filtragem da “Rádio B” através da introdução, de uma cavidade ressonante adicional, à saída do amplificador final de potência. Através de diversas medições efectuadas, ficaram eliminadas as hipóteses do produto de intermodulação ser gerado nos andares finais dos transmissores, e além disso, através de acopladores direccionais verificando-se que o sinal interferente era mais forte no sentido inverso (porto de potência reflectida), o que indicava desde já que teria origem no exterior daquela instalação.

De forma complementar, foram vistoriadas todas as outras estações de radiodifusão localizadas no Alto de Monsanto em Lisboa, concluindo-se que estavam a operar devidamente.

Assim, o produto de intermodulação interferente era originado para lá dos transmissores das “Rádios A” e “B”, mas não provinha de nenhum transmissor localizado nas imediações. A partir daqui, e atendendo às circunstâncias, começou a ganhar cada vez mais consistência a hipótese de se tratar de um fenómeno de intermodulação passiva.

Na prática, a tarefa de localizar possíveis fontes de PIM pode revelar-se morosa e complexa. Ora, num cenário real de interferência prejudicial, como o que aqui descrevemos, que envolve comunicações, altamente sensíveis, do Serviço Móvel Aeronáutico – *entre a torre de controlo do Aeroporto de Lisboa e as aeronaves em aproximação à pista de aterragem* – estamos perante uma situação que não se compadece com o lapso de tempo, eventualmente, longo que poderá estar associado à localização da fonte de PIM. E, nestas circunstâncias, mais importante do que encontrar a não linearidade em si, é determinar quais são as emissões que estão envolvidas no produto de intermodulação interferente, e actuar imediatamente sobre elas.

O que, numa situação de perigo extremo, passará por desligá-las completamente, eliminando pura e simplesmente aquele produto.

Atendendo a que, a localização da fonte do problema pode não ser imediata, isso não significa que não sejam tomadas medidas urgentes para controlar a interferência. É por isso necessário avaliar se há possibilidade de manter o nível do sinal interferente abaixo de um dado limiar, que não coloque em causa o serviço afectado. Não havendo esse risco, então, nesse caso, devem ser adoptadas medidas tendentes a atenuar a potência do produto interferente. Uma das formas de o conseguir é reduzindo as potências de emissão das fundamentais presentes na intermodulação. Se pelo contrário, ainda que se reduza a potência do sinal interferente, houver o risco evidente do serviço permanecer afectado, então a única solução será mesmo desligar as emissões em questão. Nesta situação em concreto, a redução dos níveis de potência das fundamentais envolvidas no produto revelou-se eficaz, pelo que, foi a medida adoptada.

Apesar de se saber, à partida, que este era o produto de intermodulação dominante, em virtude da multiplicidade de fontes de RF existentes em Monsanto, procedeu-se ao cálculo computacional de outros produtos possíveis, conforme já mencionado na secção 3.3.1.3. Foram encontradas outras combinações de frequências possíveis, mas muito pouco significativas na prática.

Através de cortes selectivos das emissões calculadas, foi possível concluir que o produto (4. 4) era, de facto, o responsável pela interferência.

Restava agora localizar a sua proveniência. Foram seguidas as técnicas de localização por radiogoniometria, de acordo com o descrito na secção 3.3.3.1. Na prática constatou-se que o máximo do sinal interferente provinha da torre onde se encontravam instalados ambos os sistemas radiantes, com maior incidência para o da “Rádio B”, localizado na parte inferior.

Testes complementares efectuados, nomeadamente, alimentando só a metade superior do agregado de antenas da “Rádio A”, e uma vez que, os respectivos elementos radiantes estavam mais afastados dos da “Rádio B”, diminuía significativamente o nível da interferência. Procedendo

de forma complementar, ou seja, alimentando a parte inferior do agregado superior, a interferência agravava-se. Assim, ia ficando cada vez mais sustentada a tese de que estaria no sistema radiante inferior a origem do problema.

4.2.3 RESOLUÇÃO

Perante as evidências encontradas, procedeu-se à substituição completa dos sistemas radiantes em questão. O agregado da “Rádio B” foi simplesmente retirado. O da “Rádio A” foi substituído por um completamente novo que passou a multiplexar, também a “Rádio B” (juntamente com a “Rádio A” e todas as outras que já lá se encontravam).

Já com os elementos radiantes do agregado da “Rádio B” desmontados, confirmou-se que terão sido fenómenos de intermodulação passiva que estiveram na origem da interferência, atendendo ao estado de degradação evidenciado pelas antenas, conforme comprova a imagem seguinte, onde é visível a oxidação e contaminação dos metais e dos contactos.



Figura 57. Sistema Radiante que originou o problema de interferências.

Após esta intervenção de fundo, foi possível eliminar o problema de interferência.

Finalmente, coube à entidade gestora do espectro, confirmar a sua resolução efectiva, através de diversos tipos de medições e ensaios, já mencionados anteriormente.

Reposta a normalidade de funcionamento das estações de radiocomunicações envolvidas, todas elas voltaram a operar de acordo com os parâmetros técnicos definidos pelas respectivas licenças radioelétricas.

4.2.4 COMENTÁRIOS

Ficou aqui bem patente que, um problema de distorção não linear, em particular de intermodulação passiva, pode dar origem a interferências prejudiciais, com contornos tais, que colocaram em causa a integridade e segurança de um serviço de radiocomunicações extremamente crítico, como é o Serviço Móvel Aeronáutico, nomeadamente, afectando de forma severa as comunicações entre a torre de controlo do Aeroporto de Lisboa e as aeronaves em aproximação à pista de aterragem.

Em face do forte impacto negativo que um fenómeno de intermodulação passiva pode assumir, deverá haver, da parte de todos os utilizadores do espectro, uma maior consciencialização e sensibilidade para questões como esta aqui apresentada. Pelo que, é essencial apostar na manutenção constante das suas instalações e equipamentos, bem como, na adopção de boas práticas de engenharia para minimizar o impacto negativo que um problema de intermodulação passiva pode representar.

Para terminar, é de toda a justiça, sublinhar o papel determinante dos técnicos responsáveis por ambas as estações de radiodifusão, no sentido de encontrar uma solução eficaz para ultrapassar o problema de interferências, atendendo aos custos aqui envolvidos.

4.3 CASO 3: INTERFERÊNCIAS NO SERVIÇO MÓVEL TERRESTRE COM RECURSOS PARTILHADOS (CDMA)

O caso que apresentaremos em seguida, destina-se essencialmente a ilustrar algumas das dificuldades sentidas no terreno, aquando da identificação de fontes de distorção não linear. Não é nossa pretensão apresentar uma resolução cabal do problema aqui trazido, mas apenas demonstrar que a forte concentração de meios, e a complexidade encontrada em certos 'sites' mal planeados, que vão crescendo gradualmente sem que haja a mínima preocupação de se garantir a compatibilidade entre serviços. O que, para além de poder comprometer o bom funcionamento dos restantes serviços, poderá ser um sério entrave à resolução de problemas de interferência.

4.3.1 DESCRIÇÃO

Um operador do Serviço Móvel Terrestre com Recursos Partilhados (CDMA) reporta que, no 'site' de Castelo Branco, está a ser interferido na faixa de 'uplink' (UL), e que os terminais móveis têm dificuldade em chegar à estação base, por estarem interferidos por ruído com cerca de 1.25 MHz de largura de banda, que varia de intensidade em períodos de tempo aleatórios. Assim, o problema em questão está a provocar a queda de chamadas ('drop calls') e dificuldades no acesso à rede através daquela BTS. O que obriga por vezes alguns terminais a ligarem-se à BTS da Gardunha.



Figura 58. 'Site' interferido (Castelo Branco).

4.3.2 ANÁLISE E DIAGNÓSTICO

Este ‘site’ é particularmente problemático, porque tanto quanto nos foi transmitido, o município local só permite a instalação de antenas dentro do perímetro urbano da cidade, apenas nesta zona. Como tal, os operadores não têm outra alternativa, senão vir para este local. Existem dezenas de serviços de radiocomunicações instalados em meia dúzia de torres de suporte que distam poucos metros entre si.

Uma das torres, assinalada na Figura 58 com uma elipse azul, alberga 5 estações de radiodifusão sonora em 3 sistemas radiantes colineares distintos. Duas dessas estações tem uma PAR de 2 kW, e as restantes três têm 500 W cada. Essa torre alberga ainda os respectivos sistemas de feixes hertzianos para ligação estúdio-emissor que operam nas microondas.

A torre à esquerda dessa, suporta inúmeros serviços de radiocomunicações, desde o móvel terrestre de bombeiros e forças de segurança, outras redes privadas, ligações ponto a ponto do serviço fixo, etc.

Na torre onde se encontram as antenas da BTS do operador de CDMA afectado, assinalada na figura anterior a vermelho, para além destas, ainda existe uma microcobertura de uma outra estação de radiodifusão sonora, e diversos feixes hertzianos.

O estado de conservação de algumas das torres tem tido claramente negligenciado ao longo dos anos, sendo comum encontrar-se estruturas metálicas completamente corroídas.

Através de análise espectral realizada na baixada do operador (Figura 59), verifica-se que o sector particularmente afectado é o que se encontra dirigido para a torre que suporta as antenas de 5 estações de radiodifusão sonora, cujas PAR todas somadas atingem mais de 5 kW, e que dista desta cerca de 50 m.

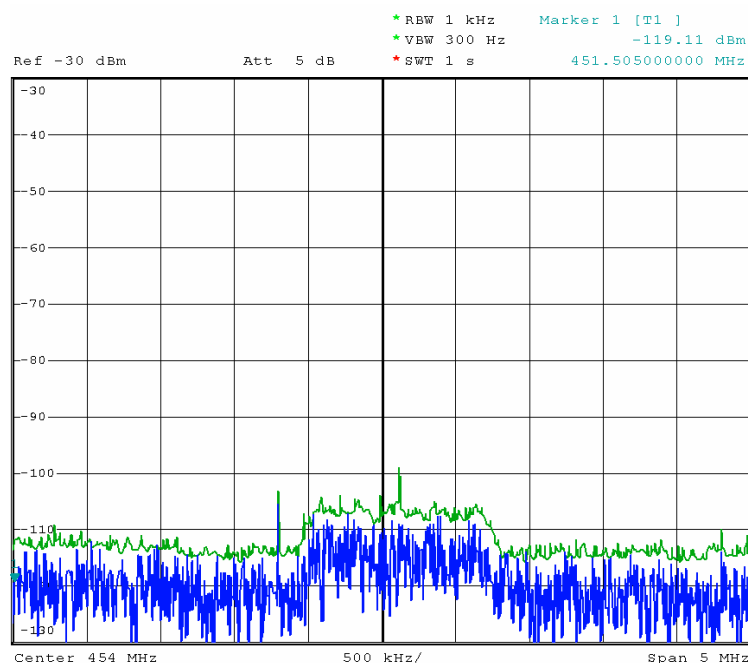


Figura 59. Espectro da interferência reportada.

Na altura em que se fez a aquisição do espectro da interferência apresentado na Figura 59, esta não se manifestava com tanta intensidade, como noutras alturas, provavelmente devido à humidade existente no ar, em virtude de alguma precipitação.

É curioso notar que, o sinal interferente tem um espectro semelhante ao do 'downlink' do CDMA, apresentando uma largura de banda de cerca de 1.25 MHz. A Figura 60 evidencia a máscara espectral típica do 'downlink' do CDMA. A faixa de 'uplink' situa-se 10 MHz abaixo.

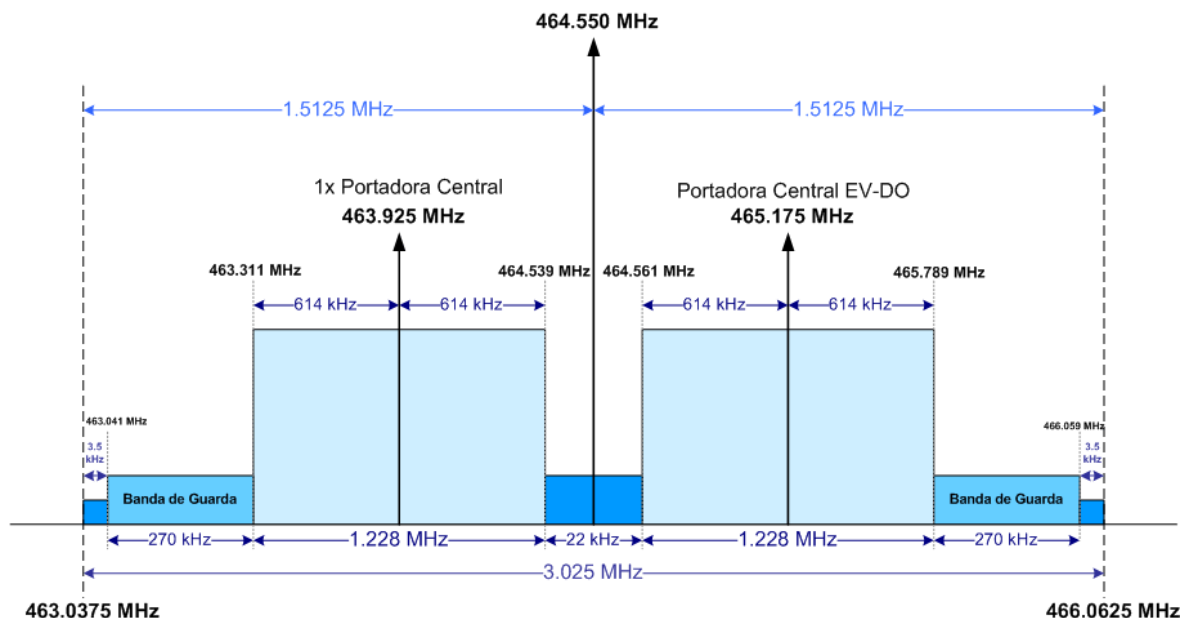


Figura 60. Máscara espectral do DL do sistema CDMA 450.

A título ilustrativo, a Figura 61 mostra o espectro de 'downlink' de um sinal real de CDMA 450.

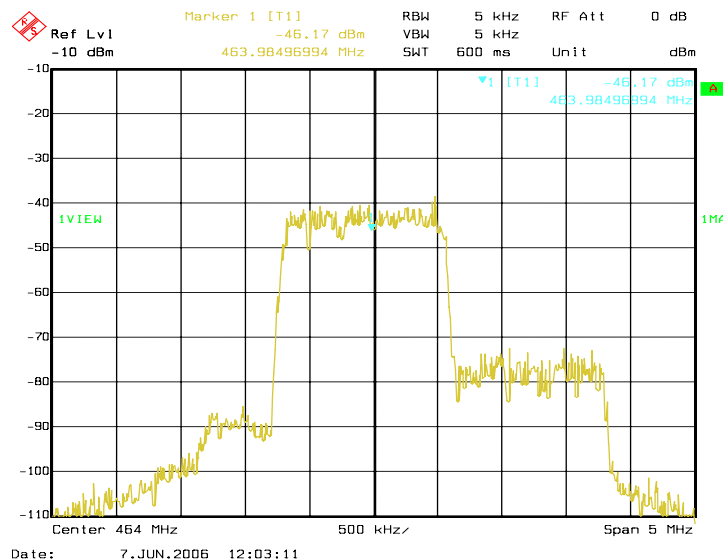


Figura 61. Análise espectral do 'downlink' do CDMA 450.

Através de alguns cortes selectivos efectuados nas emissões das estações de radiodifusão, verificou-se que estas tinham influência no aparecimento, mais ou menos acentuado, do sinal interferente. Após se ter efectuado diversas vistorias técnicas a essas estações, parecia evidente que o problema não se encontrava nos respectivos transmissores.

Por outro lado, havia fortes indícios de se tratar de um problema de intermodulação passiva.

Apesar de serem necessários testes adicionais para confirmar o produto de intermodulação aqui em causa, parece-nos que o sinal interferente, apresentado na Figura 59, resulta da translação do ‘downlink’ da própria estação de CDMA para cima do canal de ‘uplink’, devido ao batimento do ‘downlink’ com as emissões de duas das rádios ali instaladas, nomeadamente, a “Rádio A” que emite na frequência 94.9 MHz, e a “Rádio B” que opera em 104.3 MHz. Como se vê, a diferença entre estas duas últimas é de 9.4 MHz, o que poderá explicar o aparecimento de uma réplica do ‘downlink’ no ‘uplink’.

4.3.3 COMENTÁRIOS

Para se analisar convenientemente as fontes de origem aqui em causa, teríamos que mobilizar todos os operadores – que se estimam ser mais de duas dezenas – acarretando a dificuldade inerente de coordenar com todos eles a interrupção selectiva dos diversos serviços, e o incómodo de ficarem sem tais serviços operacionais – sabendo à partida que, alguns deles pertencem às forças de segurança e bombeiros. Para além disso, certamente que seria necessário desmontar equipamentos das torres, testá-los um a um, etc. Daqui já se vê a complexidade e os custos inerentes a uma operação desta envergadura. Tanto mais que, a legislação nacional não é específica quanto às obrigações dos operadores na resolução deste tipo de problemas.

O Decreto-Lei n.º 151-A/2000, de 20 de Julho, publicado no D.R. n.º 166 (Série I - A, 2º Suplemento), refere no seu Artigo 10.º, alínea b), que é obrigação dos operadores “(...) Manter as redes e estações em bom estado de funcionamento, abstendo-se de provocar interferências noutras redes e estações de radiocomunicações; (...)”.

Ora num problema de intermodulação passiva, que pode ocorrer algures nas imediações de uma dada instalação, não é claro que seja um operador em particular o responsável pelas interferências. E estando mais de uma dezena de operadores numa só torre – como é o caso – a haver, por exemplo, um problema de PIM na torre, como é que esse problema pode ser detectado sem o envolvimento de todos os operadores? Ainda assim, é possível que nem todos eles sejam “culpados”, com a agravante dos custos que, de forma indevida, lhes viessem a ser, eventualmente, imputados. Mas é extremamente difícil provar *a priori* quem é o responsável pelo problema, se não se fizer um trabalho de pesquisa criteriosa de fontes.

Nestas circunstâncias, e dada a complexidade de emissões e operadores envolvidos, é muito difícil chegar à origem do problema. A tudo isto, acresce a dificuldade de não existirem, em geral, cuidados de projecto e manutenção, como os que referimos na secção 3.2 - Minimização do Impacto da Intermodulação Passiva, e outros que se encontram em Apêndice nesta dissertação.

CAPÍTULO 5

5 CONCLUSÕES

Contrariamente à ideia do senso comum, que passaria por assumir, logo à partida, que as interferências radioelétricas decorrem de emissões ilícitas ou de fontes externas à própria instalação afectada, tivemos oportunidade de provar, através de situações concretas e reais, que nem sempre assim é.

Com efeito, tais interferências podem resultar de fenómenos não lineares com origem em equipamentos ou dispositivos activos, ou até mesmo em componentes passivos das instalações radioelétricas.

Nessa perspectiva, começámos por analisar a formulação matemática da descrição dos sistemas não lineares, e por identificar as consequências das não linearidades no seu funcionamento.

Dentre todos os efeitos não lineares estudados, o que apresenta maiores dificuldades é a distorção de intermodulação, uma vez que, não pode ser removida por filtragem directa.

Em seguida, e de forma natural, focalizámos a nossa atenção na intermodulação passiva, dada a sua incidência em cenários de coexistência e concentração de múltiplas fontes de RF de elevada potência. Analisaram-se as origens e os efeitos da PIM, que congrega a dificuldade adicional de não poder ser controlada por filtragem, tendo mesmo que se determinar a sua génese, por forma a actuar sobre o mecanismo que a sustenta, pois só assim é possível anular os seus efeitos.

A PIM pode derivar de fenómenos de contacto, ou da estrutura não linear dos materiais, na presença de fortes correntes de RF.

Nos contactos, é particularmente problemática, a resistência de constricção não linear, gerada nos 'A-Spots', uma vez que, à escala microscópica, as junções não são perfeitamente lisas. Esta resistência adicional deriva do aquecimento provocado pela corrente que atravessa o contacto, e que origina variações da resistividade, que depende da temperatura.

A condução não linear devido ao efeito de túnel é, por outro lado, apontada como causa de PIM em películas muito finas, associadas a junções metal-isolador-metal.

O fenómeno '*Rusty Bolt*', decorrente da corrosão das junções metálicas, tem sido identificado como fonte significativa de geração de PIM, em estruturas metálicas, nas imediações de antenas transmissoras. A não linearidade deste tipo de junções pode dever-se, ou ao óxido semiconductor presente nos contactos metálicos, que faz com que a junção manifeste um efeito rectificador, ou à diminuição da área de contacto ou, em última análise, à perda de contacto.

Relativamente à estrutura dos materiais, constatou-se que, os materiais ferromagnéticos e ferrites são particularmente problemáticos quanto a não linearidades, pois saturam, e exibem histerese (B, H).

Existem também dieléctricos que apresentam constante dieléctrica não linear. Foram ainda identificados alguns dieléctricos que se tornam espontaneamente polarizados, designados por materiais ferroelétricos que, à semelhança dos ferromagnéticos, saturam e exibem histerese (P, E). Para além de mais, a disrupção dieléctrica é não linear, e a ela podem estar associadas a disrupção térmica – decorrente do efeito de Joule – e disrupção por avalanche.

Tivemos oportunidade de identificar outros efeitos não lineares, nomeadamente, os que resultam de imperfeições, rugosidades e abrasão das superfícies dos materiais, bem como dos resíduos deixados pelas substâncias usadas nos processos de soldadura.

Constatou-se que, o revestimento de materiais não lineares com materiais lineares (e.g., Ouro ou Prata) melhora as suas características em termos de PIM.

Vimos que existem outros factores, internos ou externos, como a acção do vento, a humidade, a temperatura, etc., que podem ter um impacto mais ou menos significativo nos níveis de PIM produzidos. E, que mais importante que todos esses mecanismos e factores, *de per si*, é a sua variabilidade temporal.

Como corolário da identificação de todos estes fenómenos de PIM, coligimos num pequeno guia, boas práticas com vista a minimizar os impactos contraproducentes que derivam da intermodulação passiva.

Após a apresentação deste conjunto de medidas profilácticas, mencionadas anteriormente, sistematizámos algumas técnicas e procedimentos de detecção e localização de fontes de PIM, tendo em conta que, em situações reais de interferência, tais medidas não podem ser aplicadas de forma cega, sem que se determine, com exactidão, o foco do problema.

Finalmente, tentámos ilustrar a aplicação de todos os conceitos teóricos estudados, através da análise de três estudos de caso reais, envolvendo problemas de intermodulação.

Um desses casos deixou bem patente que, um problema de distorção não linear, em particular de intermodulação passiva, pode dar origem a interferências prejudiciais, com contornos tais, que colocaram em causa a integridade e segurança de um serviço de radiocomunicações extremamente crítico – o Serviço Móvel Aeronáutico. Ficando demonstrado que é essencial haver, da parte de todos os utilizadores do espectro, uma maior consciencialização e sensibilidade para as questões da PIM. E que, devem apostar na manutenção constante das instalações e equipamentos, bem como na adopção de boas práticas de engenharia, de forma a minimizar o impacto negativo que um problema de intermodulação passiva pode representar.

O último estudo de caso apresentado visou, essencialmente, dar uma perspectiva prática de algumas das dificuldades sentidas no terreno em identificar fontes de PIM. Nomeadamente, devido à forte concentração de meios rádio, e à complexidade encontrada em certos ‘sites’ mal planeados, que crescem, constantemente, de forma mais ou menos *ad-hoc*, sem a mínima preocupação de se garantir a compatibilidade entre serviços. O que, para além de comprometer seriamente o bom funcionamento dos restantes serviços, poderá tornar-se num forte entrave à resolução de problemas de interferência.

Não tendo a pretensão de apresentar aqui uma proposta de regulamento, formal e completa, de procedimentos a seguir no projecto de instalações radioelétricas – que não existe na legislação nacional – espera-se, pelo menos, que esta dissertação possa servir para sensibilizar e despertar o interesse dos operadores, e em particular, do regulador do sector das comunicações em Portugal, enquanto entidade responsável pela gestão do espectro, para a existência de constrangimentos de natureza técnica, de que são exemplo todas as problemáticas associadas à distorção não linear, aqui identificadas. Naturalmente que, aproveitamos esta oportunidade para reforçar a ideia de que, é necessário definir regras e mecanismos legais, com vista a reduzir os impactos supra-mencionados.

Assim, apresentamos num apêndice final à dissertação, um pequeno guia de boas práticas de engenharia a adoptar no planeamento e concepção de instalações radioelétricas.

APÊNDICE: BOAS PRÁTICAS DE ENGENHARIA NO PROJECTO DE INSTALAÇÕES RADIOELÉCTRICAS³³

CRITÉRIOS PARA ESCOLHA DE ‘SITES’ DE RF

Os critérios usados na selecção da melhor localização para um ‘site’ de RF, tendo por objectivo a maximização do seu desempenho, devem evidenciar as seguintes preocupações:

1. Localização escolhida por análise de propagação;
2. Capacidade disponível em ‘sites’ existentes;
3. Compatibilidade electromagnética relativamente a instalações existentes;
4. Considerações ambientais e de planeamento (ordenamento do território).

Localização Escolhida por Análise de Propagação

A pesquisa de ‘sites’ já existentes deve ser realizada com base em informações recolhidas a partir da experiência de outros operadores lá existentes, com vista a obter dados reais sobre a propagação garantida por um dado local em particular.

Se se estiver a considerar planear um novo ‘site’ de raiz, é necessário elaborar um estudo de propagação baseado numa análise inicial teórica, suportada por um levantamento de características físicas e orográficas. As previsões computacionais estão disponíveis para um vasto número de fontes, e baseiam-se em diversos tipos de mapas do território. As previsões de propagação são, essencialmente, estatísticas por natureza, e estão sujeitas a diversas discrepâncias consoante o local.

Capacidade Disponível em ‘Sites’ Existentes

Quando se encontra um ‘site’ adequado, existem várias opções disponíveis para o novo utilizador:

- i) Partilhar um canal de informação num sistema existente;
- ii) Partilhar um sistema de multiplexagem, por forma a usar uma antena comum;
- iii) Partilhar o edifício ou contentor, e instalar a sua própria antena na estrutura já existente;
- iv) Garantir o seu próprio espaço de alojamento tendo em conta os seus equipamentos, e partilhar o espaço disponível numa torre já existente para instalação da sua antena;
- v) Na eventualidade de nenhuma estrutura ou espaço de alojamento estarem disponíveis para o novo serviço, terá que se conceber um novo ‘site’ de raiz;

³³ Baseado em [74].

Compatibilidade Electromagnética relativamente às Instalações Existentes

É necessário verificar se é possível obter um patamar de ruído compatível com as frequências a utilizar, na instalação a projectar. O aspecto mais relevante a ter em consideração é saber qual dos sinais emitidos, por instalações existentes, afectará de forma mais adversa a instalação que se encontra na fase de planeamento. Os factores que devem assistir a uma tomada de decisão são os seguintes:

1. NÍVEIS DE RUÍDO AMBIENTE

É universalmente reconhecido que, qualquer medição do ruído ambiente é meramente indicativa e aproximada, uma vez que, depende da antenna utilizada na medida, e das condições de ruído naquele período. Em 'sites' urbanos, nas bandas baixas de VHF, o nível de ruído ambiente, tem geralmente uma grande influência no raio de cobertura e no desempenho do sistema.

O ruído estático de precipitação, devido à variação de cargas estáticas entre os pingos de chuva e a antenna, é uma fonte significativa de ruído, para frequências abaixo de 150 MHz, podendo ser de alguma forma controlado com a utilização de revestimentos para isolamento e protecção da antenna, tipicamente redomas.

O ruído ambiente inclui o ruído atmosférico e o ruído eléctrico provocado pelo Homem. Em geral, estes não são passíveis de ser controlados pelo operador do 'site'.

Nas instalações radioeléctricas, localizadas em zonas remotas, amplas e desimpedidas, é possível operar receptores na banda de VHF com níveis de sensibilidade inferiores a -107 dBm ($2 \mu\text{V}_{\text{emf}}$). Contudo, na maior parte das situações, o sinal mínimo usável poderá rondar os -104 dBm ($2.8 \mu\text{V}_{\text{emf}}$).

2. INTERFERÊNCIA GERADA NO 'SITE'

A detecção e o controlo de emissões indesejadas serão tratados mais à frente, quando se introduzirem alguns dos dispositivos usados para esse efeito.

Responsabilidade Técnica do Operador do 'Site'

É essencial que o operador do 'site' identifique os produtos de intermodulação indesejados que possam, eventualmente, conduzir a uma degradação inaceitável do serviço de outras instalações que partilhem o mesmo local.

Algumas soluções para os problemas decorrentes de produtos indesejados serão, como já se disse, abordadas mais à frente.

Porém, é absolutamente vital definir procedimentos que permitam contornar a falta de coordenação, que por vezes existe, entre o operador do 'site', os utilizadores, e a autoridade responsável pelo licenciamento.

Considerações Ambientais e de Planeamento (Ordenamento do Território)

Os 'sites' de RF são marcas proeminentes na paisagem, com um impacto significativo. É por isso compreensível, que muitas autoridades responsáveis pelo planeamento e ordenamento do território prestem particular atenção à análise dos requerimentos, entregues pelos operadores, necessários para o licenciamento de novos 'sites' ou para a readaptação dos existentes. Nalguns casos, há que contar com a contestação de pessoas e organizações, que levantam objecções a determinados pedidos de licenciamento. Estas objecções serão em maior número se o 'site' se encontrar numa zona protegida, de reserva natural, de património da humanidade, etc.

É importante que estes aspectos sejam, cuidadosamente, acautelados na fase de planeamento de um novo 'site', e embora seja espectável que esse 'site' disponibilize a capacidade e os requisitos previstos para o seu normal funcionamento, deverá contudo garantir-se, simultaneamente, que o seu impacto ambiental é o menor possível. Em seguida, enumeramos algumas medidas destinadas à minimização do impacto ambiental:

- Deslocalizar o 'site' para um outro local não muito afastado, mas que não comprometa o seu desempenho. Isto, poderá ser o suficiente para reduzir drasticamente o seu impacto.
- Escolher criteriosamente as antenas, e tentar que a sua disposição na estrutura de suporte seja tanto mais simétrica quanto possível, sem colocar em causa o seu desempenho global. Nesta perspectiva, deverá reduzir-se o número de antenas, combinando diversos transmissores num só sistema radiante, garantindo-se um melhor aspecto visual.
- Verificar se existe um outro tipo de estrutura de suporte alternativa, que apresente um aspecto estético mais aceitável em termos de impacto.
- A adopção de alguns tipos de materiais, estilos e cores usados na construção de edifícios e equipamentos, pode resultar numa aparência mais agradável.
- Melhorar o impacto visual do 'site', tendo em consideração o enquadramento do complexo onde este se encontra instalado, por exemplo, colocando árvores e arbustos.

Outros conselhos úteis acerca destes aspectos poderão ser obtidos junto dos gabinetes de planeamento e ordenamento das entidades locais.

RECOMENDAÇÕES

DISPOSITIVOS USADOS PARA MINIMIZAÇÃO DE EMISSÕES INDESEJADAS

A origem de emissões indesejadas ou espúrias está relacionada, como se viu anteriormente, com fenómenos não lineares, que podem ocorrer em diversos pontos do sistema ou da instalação de radiocomunicações. Existem contudo, medidas simples que podem ser adoptadas com vista à minimização dos efeitos não lineares provenientes dos circuitos activos. Nomeadamente, através do isolamento de componentes críticos, onde possa ocorrer a mistura de sinais, e daí resultarem produtos de intermodulação. Por exemplo, instalando um isolador entre o andar final de um transmissor e a baixada da antena, por forma a garantir que, apenas os sinais provenientes do emissor são efectivamente enviados à antena, evitando que sinais presentes no exterior sejam captados e entrem, em sentido inverso, nesse transmissor.

Circuladores e Isoladores

Os circuladores e os isoladores são componentes bastante práticos, que podem ser utilizados para garantir o isolamento, numa dada direcção.

Os isoladores têm dois portos de ligação: uma entrada e uma saída, ao passo que, os circuladores têm, tipicamente, três portos, mas se um desses portos estiver terminado com uma carga igual à impedância característica do sistema, este comporta-se exactamente como um isolador.

Os dispositivos deste tipo possibilitam a introdução de uma atenuação adicional num dado sentido, geralmente, no sentido inverso ao da transmissão do sinal do emissor para a antena, resultando num acréscimo de entre 20 a 40 dB de atenuação, nesse sentido. No projecto do sistema, este parâmetro de isolamento tem que ser considerado conjuntamente com as perdas por inserção e com a largura de banda do dispositivo.

Para isolamentos superiores, poderá ter que ser considerada a ligação de mais do que um destes dispositivos em cascata.

Para implementar a função de isolador, a partir de um circulador, um dos seus portos terá que ser terminado com uma carga bem adaptada. Logo, torna-se necessário salvaguardar o nível máximo de potência que é suposto a carga suportar, e o nível máximo de potência reflectida esperado numa situação de pior caso, por exemplo, perante uma avaria grave, não comprometendo desta forma a integridade do sistema.

Cavidades Ressonantes

Os filtros de cavidade são circuitos ressonantes, tipicamente com a função de passa-banda. As dimensões físicas da sua cavidade ressonante estão relacionadas com a sua frequência central de operação (frequência de ressonância).

Um sistema deste tipo garante uma protecção adicional aos receptores localizados no mesmo 'site', através da redução do ruído de banda larga radiado por transmissores vizinhos.

Quando se pretende combinar ou multiplexar vários transmissores numa só antena, normalmente, recorre-se a cavidades ressonantes ligadas entre si, de forma a assegurar um isolamento adicional e uma filtragem adequada de sinais indesejados. O recurso a isoladores permite ainda garantir o isolamento necessário, para cada um dos transmissores que partilham a mesma antena.

'Multiplexers' de Frequência

Quando se está a considerar a possibilidade de combinar os sinais de RF das saídas de múltiplos transmissores numa única antena, é conveniente multiplexá-los na frequência, através de filtros acopladores, com uma resposta relativamente constante, em toda a banda ocupada pelos diferentes sinais. Isto, permite garantir que, qualquer um dos transmissores pode operar na sua banda específica, sem perdas por inserção excessivas impostas pelo filtro usado. E que, os sinais, fora dessa banda comum a todos os transmissores, são suficientemente atenuados.

Estes sistemas de combinação são, tipicamente, implementados à custa de 'diplexers', 'triplexers', ou 'multiplexers' com mais entradas, segundo diferentes topologias [75]:

1. Em estrela;
2. Em dupla ponte balanceada.

COMBINADOR EM ESTRELA

Um combinador em estrela consiste, basicamente, na ligação em paralelo de vários transmissores a um único sistema radiante, através de filtros passa-banda adequados, cada um deles sintonizado à frequência de operação de cada transmissor a eles ligado.

A ligação em paralelo é feita através de linhas coaxiais com um determinado comprimento, de forma a garantir o isolamento adequado entre as saídas dos transmissores.

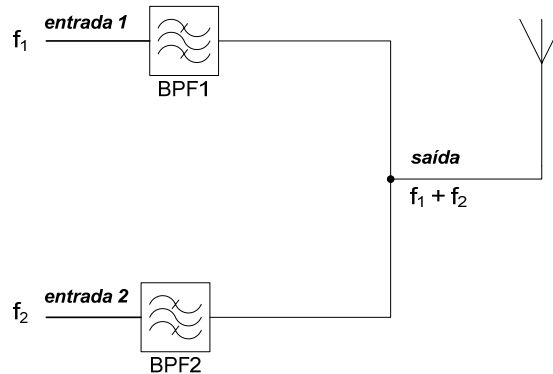
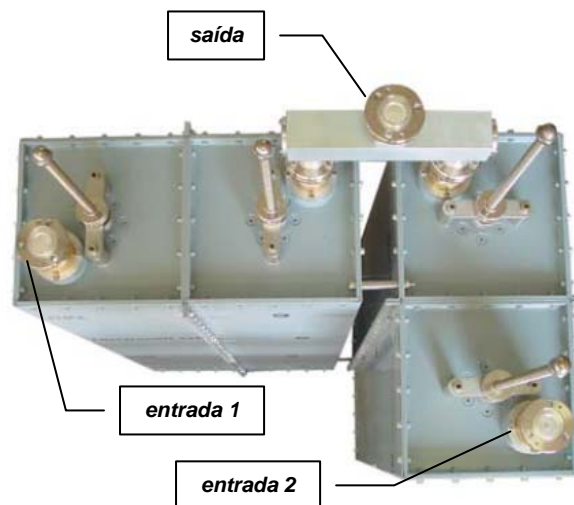


Figura 62. Diagrama de Blocos de um 'Diplexer' em Estrela.



Fonte: Telecomunicazione Ferrara – RVR Group (www.telecf.it)

Figura 63. 'Diplexer' ligado em Estrela.

DUPLA PONTE BALANCEADA

O sistema de multiplexagem em dupla ponte balanceada consiste em dois filtros de cavidade do tipo passa-banda, dois acopladores/combinadores de -3 dB, e uma carga absorvente ou fictícia.

Uma das duas entradas tem característica passa-banda de banda estreita, imposta pela resposta em frequência dos filtros BPF usados, enquanto que a outra entrada é de banda larga dentro do intervalo de frequências dos acopladores. Ambas as entradas exibem uma impedância de carga independente da frequência da fonte de RF.

A frequência da entrada de banda larga pode ser modificada sem haver necessidade de re-sintonizar os filtros de cavidade, no entanto, a frequência da entrada de banda estreita depende da sintonia dos filtros.

A entrada de banda larga poderá ainda ser usada como entrada de uma cascata de duplas pontes, permitindo, de forma flexível, a expansão do número de fontes a multiplexar no mesmo sistema de antenas, sem haver necessidade de modificar os sistemas de filtragem já existentes.

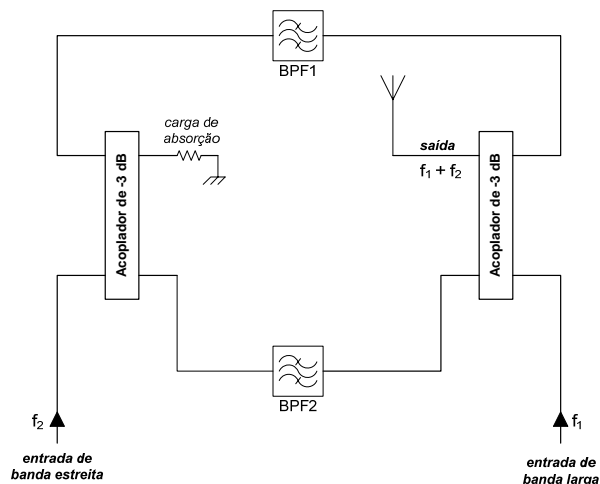


Figura 64. Diagrama de Blocos de uma Dupla Ponte Balanceada.

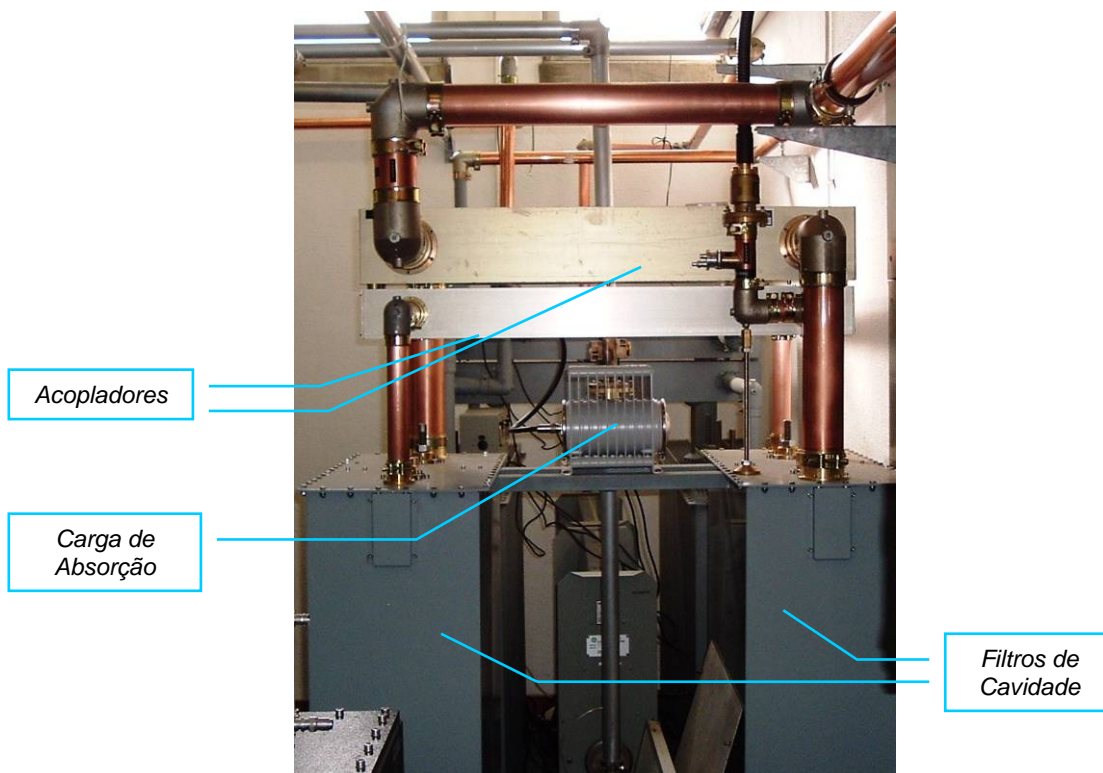


Figura 65. Dupla Ponte Balanceada.

Os dispositivos de multiplexagem aqui apresentados permitem limitar a banda de operação do sistema global de radiocomunicações, bem como, controlar emissões espúrias por ele geradas.

CONTROLO DE EFEITOS NÃO LINEARES EM SISTEMAS DE RECEPÇÃO

Protecção por Filtragem

Conforme já analisado ao longo desta dissertação, os problemas mais comuns nos receptores resultam do facto destes receberem nos *'front-ends'* respectivos, sinais de amplitude extremamente elevada, fora da sua banda de operação, o que provoca *'blocking'*, intermodulação e distorção de sinais desejados. Esta situação ocorre com maior frequência quando o receptor é alimentado por uma antena que se encontra próxima de outras antenas de emissão, no mesmo *'site'* partilhado. Uma medida prática para minimizar este impacto consiste em posicionar a antena receptora o mais afastado possível de outras antenas, especialmente de emissão. Todavia, em *'sites'* partilhados isso, por vezes, não é possível.

Em alternativa, poder-se-à interligar filtros passa-banda entre a antena e a entrada do receptor. Os filtros deverão ter uma resposta em frequência adequada à largura de banda do sistema de recepção.

Por vezes, há também necessidade de eliminar determinados sinais, em particular, que, devido à proximidade, ou à elevada potência com que são emitidos, afectam a recepção de sinais desejados. Nesses casos, podem usar-se filtros *'notch'*, com vista a rejeitar um dado sinal de banda estreita.

Este tipo de filtragem pode ser implementado à custa de cavidades ressonantes, que garantem atenuações dos sinais indesejados na ordem de 20 dB ou superiores, sendo uma boa solução na maior parte dos casos.

Redes de Distribuição Colectiva de Sinais Recebidos

Existem algumas situações em que há necessidade de instalar, dentro do mesmo *'site'*, vários receptores a operar na mesma banda de frequências. Não havendo restrições de directividade na recepção dos sinais, é possível usar uma única antena e baixada comuns, implementando em seguida uma rede de distribuição para todos os receptores a servir. Convém utilizar à saída da antena um filtro passa-banda adequado e um amplificador de baixo ruído (LNA), cujo sinal de saída será distribuído, para cada um dos receptores, através de uma rede passiva, apenas constituída por *'splitters'*, cabos coaxiais e respectivos conectores.

O LNA deverá ser cuidadosamente escolhido e colocado o mais próximo possível da antena de recepção, de forma a obter uma melhor relação sinal-ruído (SNR), minimizando o factor de ruído, e a consequente degradação do sinal ao longo da cadeia de distribuição. A escolha do LNA deverá ter ainda em conta a máxima excursão de sinal prevista para a instalação, bem como, a existência de um circuito de protecção contra avarias devido a picos transitórios de tensão.

No entanto, este tipo de redes de distribuição traz uma responsabilidade acrescida, visto que, exige maiores requisitos de fiabilidade. Pois, ao falhar por avaria, deixa todos os receptores inoperacionais. O que, poderá comprometer o funcionamento de múltiplos serviços dela dependentes. Por essa razão, deverão ser considerados, na fase de projecto, equipamentos e dispositivos electrónicos de elevada qualidade, de molde a minimizar o risco de falha. Alternativamente, poderão ser considerados sistemas de redundância para fazer face a estes imponderáveis.

Note-se ainda que, a sobrecarga da rede de distribuição colectiva poderá afectar vários utilizadores dependentes do mesmo sistema.

As fontes de alimentação associadas aos amplificadores da rede deverão poder operar, quer através da rede distribuição de energia eléctrica, quer a partir de baterias. Mais uma vez, a

fiabilidade dos circuitos de alimentação é fundamental para manter o serviço operacional e sem interrupções, mesmo em caso de falha de energia na rede de distribuição eléctrica.

CONTROLO DO DESEMPENHO DO SISTEMA RADIANTE

Escolha do Tipo de Antena

O critério subjacente à escolha do tipo de antenas de transmissão a usar, bem como, da sua localização, deve basear-se apenas na Potência Aparente Radiada (PAR) mínima necessária que deve ser radiada numa dada direcção desejada.

As antenas omnidireccionais devem ser usadas somente quando necessárias, em função dos requisitos do serviço. É sabido que, o efeito da torre de suporte influencia a omnidireccionalidade deste tipo de antenas. Por isso, quando se pretende uma radiação praticamente uniforme, em todas as direcções, é usual recorrer-se a agregados de antenas com painel reflector (directivas) dispostos em todas as faces da torre.

Existem diversos tipos de antenas directivas ou omnidireccionais, que deverão ser escolhidas de acordo com as especificações mais adequadas às aplicações que se lhes quer dar.

Especificações das Antenas

Os parâmetros mais importantes a analisar quando se pretende escolher antenas são os seguintes:

Eléctricos:

1. Ganho especificado relativamente à antena isotrópica (dBi) ou ao dipolo de meia-onda (dBd);
2. VSWR;
3. Diagrama de radiação;
4. Potência máxima de entrada;
5. Desempenho relativamente a intermodulação;
6. Largura de feixe.

Localização de Antenas

Quando estiverem escolhidas as posições de montagem do sistema de antenas, cada elemento radiante deverá ser colocado de forma a não prejudicar o seu desempenho. O espaçamento entre antenas deve ser escolhido de maneira a garantir isolamento suficiente, e evitar a indução entre sistemas adjacentes, impedindo assim alguns fenómenos não lineares.

CONTROLO DA CORROSÃO E MINIMIZAÇÃO DOS EFEITOS CLIMÁTICOS

É óbvio que é impossível controlar os efeitos climáticos, no entanto, a escolha criteriosa dos materiais a usar, um bom plano de manutenção, e todas as medidas preconizadas na secção 3.2 – Minimização do Impacto da Intermodulação Passiva, contribuirão seguramente para prolongar o tempo de vida útil da instalação.

LOCALIZAÇÃO DA INSTALAÇÃO

Para um determinado serviço, o local de instalação ideal é aquele que se encontra mais próximo da área a servir, e que tem condições para a instalação de um sistema de antenas adequado. Um edifício alto, ou uma estrutura já existente, podem ser uma boa solução, se a altura final da antena estiver acima da altura média das obstruções físicas na área a cobrir. Num ambiente urbano, pode ser extremamente difícil garantir um percurso desimpedido para a propagação, tendo em conta o diagrama de radiação a usar, e normalmente terá que ser encontrada uma solução de compromisso.

Se não existirem localizações adequadas, que preencham os requisitos básicos enumerados, então teremos que construir um mastro ou uma torre de raiz, de forma a disponibilizar o serviço pretendido. Quando se propõe uma nova infra-estrutura de radiocomunicações é comum existirem outros utilizadores interessados em partilhar as mesmas instalações.

Na escolha da localização de uma infra-estrutura de tipo, deve procurar-se que esta fique o mais isolado possível de outras actividades de transmissão via rádio, bem como, de fontes de ruído eléctrico doméstico e industrial.

INSTALAÇÃO E MANUTENÇÃO

Registo de Ocorrências

A gestão eficiente de 'sites' radioeléctricos complexos deve basear-se também no registo dos detalhes exactos das condições físicas das instalações, dos utilizadores, e das emissões lá existentes. Esta informação, para além de dever ser guardada centralmente, deverá também ser disponibilizada no próprio 'site'.

A informação física poderá incluir: *tipos de antenas, comprimentos e tipos de baixadas, tipos de conectores, detalhes sobre o 'hardware' instalado, características técnicas, plantas das instalações, esquemas eléctricos, etc.*

O registo de medições regulares de algumas grandezas, por exemplo, potências directa e reflectida, VSWR, etc., poderá ajudar mais tarde a diagnosticar eventuais problemas

Identificação de Baixadas, Terminais, e Terras

Todos os cabos de baixada e conectores deverão ser univocamente identificados em cada um dos pontos terminais, e adicionalmente, nos pontos de passagem do interior para o exterior do edifício, e ainda, sempre que estejam enterrados ou dentro de caleiras.

Integridade Estrutural

A integridade do mastro ou torre de suporte de antenas deverá ser assegurada por um engenheiro com competências na área de estruturas, e a sua análise deverá contemplar o efeito da carga mecânica, devido a cada sistema radiante.

Planos e Procedimentos de Trabalho

Todas as operações a realizar num 'site' deverão obedecer a um procedimento bem definido, que contemple todas as normas de segurança a observar. Apenas os técnicos devidamente habilitados deverão estar aptos a trabalhar na estrutura, e todas as acções a realizar deverão ser coordenadas com o gestor da infra-estrutura.

Instalações

AMBIENTE NO INTERIOR DO 'SITE'

O ambiente no interior do compartimento, onde se encontram os equipamentos, deverá apresentar condições controladas de temperatura, e humidade, não permitindo grandes amplitudes térmicas que comprometam o funcionamento do 'hardware' instalado. Como tal, poderá ser necessário providenciar sistemas de aquecimento, ventilação, arrefecimento ou de pressurização, para garantir essas condições.

Devem também ser tomadas medidas, se necessário, para a erradicação de pragas de determinados insectos, répteis, ratos, etc. que na eventualidade de se introduzirem nos equipamentos podem provocar avarias graves.

ESCOLHA DE CABOS E CONECTORES

Já abordado na secção 3.2 – Minimização do Impacto da Intermodulação Passiva.

PASSAGEM DE CABOS

O caminho mais curto e mais directo é sempre o mais adequado para a propagação guiada nas linhas de transmissão (adaptadas), uma vez que, é a solução que introduz menores perdas por inserção. Contudo, é importante que os cabos usados na emissão sejam instalados o mais afastado possível dos de recepção. É aconselhável que se cruzem segundo ângulos rectos, mas só mesmo quando necessário.

As esteiras e as calhas de passagem de cabos de emissão e recepção deverão ser independentes entre si, não estando em contacto. A melhor opção será manter sempre os dois tipos de baixadas completamente isolados.

LIGAÇÕES À TERRA

Deve haver um cuidado muito rigoroso, logo desde o início, no projecto e planeamento da estação de radiocomunicações, de forma a garantir os melhores procedimentos na implementação dos sistemas de terras, de forma a minimizar as correntes de terra em malha fechada.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO

A grande maioria dos 'sites' dispõe de energia eléctrica AC fornecida pelo operador de distribuição. Convém, no entanto, assegurar uma capacidade de fornecimento suficientemente generosa que possibilite futuras expansões. Sempre que possível, deverá ser feita uma subdivisão dos circuitos de alimentação à entrada, separando-os de acordo com cada função ou

utilizador, garantindo dessa forma que as respectivas protecções individuais, em caso de anomalia, não interrompam o fornecimento de energia a outros utilizadores.

Em muitos casos, e de acordo com os requisitos do serviço, são necessárias fontes de alimentação de reserva ou de *'stand by'*.

Há também um número crescente de *'sites'* onde as fontes de alimentação DC, na forma de baterias de grande capacidade, são usadas para alimentar os equipamentos, sendo essas baterias carregadas continuamente através de sistemas de carga flutuante. Isto tem a vantagem de ter implementar, sem interrupções, o *'stand by'* automático.

PROTECÇÃO CONTRA DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

Efeitos e Responsabilidades

Os *'sites'* de RF podem ser particularmente propensos a descargas atmosféricas, em virtude das suas localizações e da presença de estruturas de suporte de antenas relativamente altas.

Os efeitos de uma descarga atmosférica num *'site'* poderão resultar nalgumas das seguintes consequências:

- Morte, ferimentos ou lesões graves em pessoas;
- Avarias nos equipamentos ou perda de serviço;
- Estragos nos edifícios e estruturas;
- Perda ou corrupção de informação armazenada em suporte electrónico.

Não é possível dar garantias de completa protecção relativamente a estes perigos. Contudo, eles podem ser consideravelmente reduzidos com um planeamento cuidadoso das ligações à terra, das protecções dos dispositivos e equipamentos, e de um *'layout'* adequado do *'site'*.

Compreensivelmente, os proprietários do *'site'* estarão fortemente preocupados com a protecção dos seus equipamentos, de forma a manter a integridade dos sistemas e serviços. Todavia, esta preocupação deverá ser extensiva a um outro aspecto primordial, que é a segurança das pessoas.

Os proprietários e os utilizadores dos *'sites'* têm a responsabilidade de zelar pela sua segurança, através do cumprimento rigoroso da legislação nacional e comunitária aplicável.

Planeamento dos Circuitos de Protecção

O objectivo de qualquer projecto de protecção deverá ser o de garantir, para as correntes das descargas atmosféricas, um percurso de escoamento para a terra, assegurando uma ligação adequada entre estruturas, objectos metálicos existentes no *'site'*, e o sistema comum de terras, visando reduzir o impacto concentrado dos raios num dado ponto, e tentando prevenir a entrada de raios ou faíscas dentro do edifício.

A resistência de terra deverá ser mantida no valor mínimo, recomendavelmente, abaixo de 10 Ω . O aspecto fulcral de um bom sistema de terras consiste em garantir que ele é equipotencial em todo o *'site'*.

Pára-Raios

As torres e estruturas de suporte deverão estar dotadas de pára-raios, e os seus condutores de terra e conectores de interligação deverão ser de Cobre, com secção adequada, e devidamente isolados da estrutura metálica da torre.

O pára-raios deverá ser instalado de forma a proteger toda a área do 'site', *inclusive* os equipamentos que, eventualmente, se encontrem instalados no topo da estrutura. Para tal, poderá ser necessário subir o pára-raios. Em geral, o pára-raios deverá estar a cerca de 2.5 m acima da altura do ponto mais alto onde estejam instalados equipamentos.

Ligação à Terra das Estruturas de Suporte de Antenas

A estrutura de suporte de antenas irá, de uma forma geral, actuar ela própria como condutor da descarga eléctrica atmosférica. Como tal, a sua base deverá encontrar-se ligada à terra, através de eléctrodos apropriados. Em certo tipo de torres, todos os seus vértices deverão estar ligados à terra.

Um eléctrodo de terra pode consistir numa fita ou numa vareta de Cobre enterrada no solo a uma profundidade de cerca de, pelo menos, 60 cm.

As estruturas montadas nos telhados dos edifícios deverão ser ligadas à terra do edifício principal, pelo percurso mais directo, usando varetas ou fitas/barras de Cobre apropriadas.

As espias dos matros ou torres deverão estar directamente ligadas, no ponto mais próximo do solo, a eléctrodos de terra adequados, ou ligadas à terra do 'site' pelo percurso mais directo.

Ligação à Terra de Todas as Partes da Instalação

Todas as torres, partes metálicas salientes do edifício, depósitos de combustível, canalizações subterrâneas ou à vista, vedações, e outras estruturas metálicas, que se encontrem a menos de 3 m da estrutura de suporte de antenas, deverão estar ligadas à terra, através do percurso mais directo, usando eléctrodos apropriados.

Ligação à Terra do Edifício

O edifício deverá, idealmente, estar envolvido por um anel de terra. Ou seja, à volta do edifício deverá passar uma fita ou barra de Cobre, devidamente ligada à terra em vários pontos. No interior da sala de equipamentos também é aconselhável seguir este procedimento, através da instalação de um barramento de Cobre à volta da sala, junto ao rodapé, ligado à terra em vários pontos.

Todos os equipamentos e fontes de alimentação devem possuir ligação à terra.

Se o edifício não estiver na zona de protecção do pára-raios da torre, deverão ser colocados outros pára-raios para sua salvaguarda.

EXPOSIÇÃO DE PESSOAS A RADIAÇÕES NÃO-IONIZANTES

Com o aumento generalizado do uso de sistemas radiantes constituídos por agregados partilhados, que radiam diversos sinais de saída de múltiplos transmissores combinados, os operadores dos 'sites' de RF devem avaliar os riscos da exposição à energia radiada pelas suas antenas. É da responsabilidade do operador do 'site' assegurar que são cumpridos os níveis de referência estabelecidos pela Portaria n.º 1421/2004, de 23 de Novembro, publicada no D.R. n.º 275 (Série I-B), relativos à exposição da população a campos electromagnéticos, que adopta a Recomendação do Conselho n.º 1999/519/CE, de 12 de Julho.

Todas as pessoas que tenham acesso às infra-estruturas e à torre de suporte de antenas do 'site' deverão ser devidamente informadas acerca das precauções a tomar relativamente a esta matéria.

BIBLIOGRAFIA

- [1] **ANACOM - Autoridade Nacional de Comunicações**; *sítio web*: www.anacom.pt
- [2] **Lei n.º 5/2004**; *Lei das Comunicações Electrónicas (REGICOM)*, Publicada no Diário da República n.º 34 (I Série-A), de 10 de Fevereiro.
- [3] **McArthur, Raymond**; *Intermodulation Fundamentals*, Sinclair Technologies Inc., *sítio web*: www.sinctech.com
- [4] **Pedro, José Carlos; Carvalho, Nuno Borges**; *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, 1st Edition, Artech House, Inc., 2003.
- [5] **Martins, João Paulo**; *Estudo de Técnicas de Linearização em Dispositivos de RF*, Dissertação de Mestrado, Universidade de Aveiro, 2004.
- [6] **Lui, P. L.**; *Passive Intermodulation Interference in Communications Systems*, Electronics & Communication Engineering Journal, June 1990.
- [7] **Aviso de 10.07.2003**; *Condições técnicas do exercício da actividade de radiodifusão sonora*, Publicado no Diário da República n.º 168 (III Série), de 23 de Julho.
- [8] **ITU-R**; *Radio Regulation 2001*, International Telecommunication Union – Radiocommunication Bureau, CD-ROM Edition, 2001.
- [9] **Rosário, Maria João; Freire, João Costa**; *Electrónica das Telecomunicações*, Instituto Superior Técnico, Lisboa.
- [10] **Pedro, José Carlos**; *Electrónica de Rádio Frequência – Textos de Apoio*, Universidade de Aveiro, 1994.
- [11] **ITU-R**; *Spectrum Monitoring Handbook*, International Telecommunication Union – Radiocommunication Bureau, Edition 2002.
- [12] **Pedro, José Carlos; Carvalho, Nuno Borges**; *On the use of multitone techniques for assessing RF components' intermodulation distortion*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, pp. 2393-2402, 1999.
- [13] **Pedro, José Carlos; Carvalho, Nuno Borges**; *Evaluating co-channel distortion ratio in microwave power amplifiers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, pp. 1777-1784, 2001.
- [14] **Pedro, José Carlos; Carvalho, Nuno Borges**; *Characterizing nonlinear RF circuits for their in-band signal distortion*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 51, pp. 420-426, 2002.
- [15] **Lui, P. L.**; *Passive intermodulation interference in communication systems*, Electronics & Communication Engineering Journal, pp. 109-118, June 1990.
- [16] **Narda West**; *Passive intermodulation distortion in filters and ferrites*, Application Notes.
- [17] **Helme, B. G. M.**; *Passive intermodulation of ICT components*, IEE – Institution of Electrical Engineers, UK, 1998.
- [18] **Hienonen, Sami**; *Studies on microwave antennas: Passive intermodulation distortion in antenna structures and design of microstrip antenna elements*, Dissertation for the degree of Doctor of Science and Technology, Helsinki University of Technology, Department of Electrical and Communications Engineering, Radio Laboratory, March 2005.
- [19] **Centro de Ciência Viva de Vila do Conde**; *Estação Meteorológica*, *sítio web*: <http://viladoconde.cienciaviva.pt/meteo/explicacao.asp>.

- [20] **Direcção Geral de Saúde**; *Sistemas de Comunicações Móveis: Efeitos na Saúde Humana*, Lisboa, 2007.
- [21] **Direcção Geral Saúde**; *sítio web*: www.dgs.pt.
- [22] **Peek, F. W.**; *Dielectric Phenomena in High Voltage Engineering*, McGraw-Hill, 1929.
- [23] **Loeb, Leonard**; *Electrical Coronas: Their Basic Physical Mechanisms*, University of California Press, 1965.
- [24] **Wikipedia**; *Corona Discharge*, *sítio web*: http://en.wikipedia.org/wiki/Corona_discharge
- [25] **Woo, R.**; *Final Report on RF Voltage Breakdown in Coaxial Transmission Lines*, NASA Technical Report No. 32-1500, USA, October 1, 1970.
- [26] **NASA**; *RF Breakdown Characterization*, Preferred Reliability Practices, Practice No. PT-TE-1432, Jet Propulsion Laboratory, USA, November 30, 1995.
- [27] **Anderson, D. et al.**; *Microwave Breakdown in RF Devices*, 33rd EPS Conference on Plasma Physics, ECA Vol. 30I, P-4.015, Rome, 19-23 June, 2006.
- [28] **Dolgashev, Valery; Tantawi, Sami**; *RF Breakdown in X-Band Waveguides*, Proceedings of EPAC, Paris, France, 2002.
- [29] **Wachowski, H. M.**; *Breakdown in Waveguides due to the Multipactor Effect*, Tracking and Radar Department, Sensing and Information Systems Subdivision, Electronics Division, El Segundo Technical Operations, Aerospace Corporation, California, USA, May 1964.
- [30] **Mader, Ph. et al.**; *Study of the Multipactor effect in multi-carrier operation inside space microwave components*, 4th ESA International Workshop on Multipactor, Corona, and Passive Intermodulation in Space RF Hardware, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 8-11 September, 2003.
- [31] **Daganzo, Anabel et al**; *S Band High Power Corona and Multipactor Free Diplexer*, 2nd ESA Workshop on Tracking, Telemetry and Command Systems for Space Applications, TTC 2001, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 29-31 October, 2001.
- [32] **Schoft, Stephan**; *Joint Resistance depending on joint force of high current aluminum joints*, Proceedings of the 22nd Conference on Electrical Contacts 2004, Seattle, pp. 502-510.
- [33] **Holm, Ragnar**; *Electrical Contacts*, Springer-Verlag, 1967.
- [34] **Kraus, John D.**; *Electromagnetics*, International Edition, McGraw-Hill, 4th Edition, 1991.
- [35] **Wikipedia**; *Quantum Tunneling*, *sítio web*: http://en.wikipedia.org/wiki/Quantum_tunneling
- [36] **Bond, Clarence D.; Guenzer, Charles S.**; *Intermodulation Generation by Electron Tunneling Through Aluminum-Oxide Films*, Proceedings of the IEEE, Vol. 67, No. 12, pp. 1643-1653, December 1979.
- [37] **Higa, Walter H.**; *Spurious Signals Generated by Electron Tunneling on Large Reflector Antennas*, Proceedings of the IEEE, Vol. 63, No. 2, pp. 306-313, February 1975.
- [38] **Guenzer, Charles S.**; *Comments on "Spurious Signals Generated by Electron Tunneling on Large Reflector Antennas"*, Proceedings Letters, Proceedings of the IEEE, Vol. 64, p. 283, February 1976.
- [39] **Chamberlin, Kent**; *Quantitative Analysis of Intermodulation Product Interference*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, No. 3, pp. 316-319, August 1989.
- [40] **Tyco Electronics**; *Contacts: Fritting*, *sítio web*: <http://relays.tycoelectronics.com/lexicon/contact.asp>
- [41] **Wikipedia**; *Multipactor Effect*, *sítio web*: http://en.wikipedia.org/wiki/Multipactor_effect
- [42] **Wikipedia**; *Electron Avalanche*, *sítio web*: http://en.wikipedia.org/wiki/Electron_avalanche
- [43] **Wikipedia**; *Avalanche Breakdown*, *sítio web*: http://en.wikipedia.org/wiki/Avalanche_breakdown
- [44] **Chase, Walter M. et al.**; *A Method of Detecting Significant Sources of Intermodulation Interference*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-17, No. 2, pp. 47-50, May 1975.
- [45] **Elsner, Raymond**; *"Rusty Bolt" Demonstrator*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-24, No. 4, pp. 420-421, November 1982.

- [46] **Ho, P. O. et al.;** *The Suppression of Intermodulation Product Generation in Materials and Structures used in Radio Communications*, IEE Colloquium on Passive Intermodulation Products in Antennas and Related Structures (Digest No. 94), London, pp. 5/1-5/5, June 7th, 1989.
- [47] **Lui, P.L.; Rawlins, A.D.; and Watts, D.W.;** *Measurement of Intermodulation Products generated by Structural Components*, Electronics Letters, Vol. 24, No. 16, pp. 1005-1007, August 4th, 1988.
- [48] **Mendiratta, S. K.;** *Introdução ao Electromagnetismo*, Fundação Calouste Gulbenkian, 2.^a Edição, 1995.
- [49] **Infopédia;** Porto Editora, sítio web: www.infopedia.pt
- [50] **Wikipedia;** *Ferrites*, sítio web: http://en.wikipedia.org/wiki/Ferrite_%28magnet%29
- [51] **Whatis?com - IT encyclopedia and learning center;** *Dielectric Material*, sítio web: http://whatis.techtarget.com/definition/0,,sid9_gci211945,00.html
- [52] **Kip, Arthur F.;** *Fundamentals of Electricity and Magnetism*, McGraw-Hill, 2nd Edition, 1969.
- [53] **Fiedziuszek, S. Jerry et al.;** *Dielectric Materials, Devices and Circuits*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 3, pp. 706-720, March 2002.
- [54] **Yoon, Yong-Kyu et al.;** *A Reduced Intermodulation Distortion Tunable Ferroelectric Capacitor – Architecture and Demonstration*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 12, pp. 2568-2576, December 2003.
- [55] **Givati, O.;** *Overcoming the Passive Intermodulation Challenge in Antenna Design*, Antenna Systems & Technology, No. 2, Mar. 2004.
- [56] **Arazm, Farrokh; Benson, Frank A.;** *Nonlinearities in Metal Contacts at Microwave Frequencies*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-22, No. 3, pp. 142-149, August 1980.
- [57] **Amin, M. Bani; Benson, Frank A.;** *Coaxial Cables as Sources of Intermodulation Interference at Microwave Frequencies*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-20, No. 3, pp. 376-384, August 1978.
- [58] **Lui, P.L.; Rawlins A.D.;** *The Field Measurement of Passive Intermodulation Products*, 5th International Conference on Mobile Radio and Personal Communications, Coventry, UK, pp. 199-203, December 1989.
- [59] **Patenaude, Y. et al.;** *Antenna PIM Measurements and Associated Test Facilities*, Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2001, Vol. 4, pp. 620-623, Boston, July 2001.
- [60] **Zeemann, Annelise;** *Ponteamento*, Revista Soldagem & Inspeção, Ano 4, N.º 7, sítio web: www.infosolda.com.br
- [61] **Antler, Morton;** *Survey of Contact Fretting in Electrical Connectors*, IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Vol. CHMT-8, No. 1, pp. 87-104, March 1985.
- [62] **Ghione, G.; Orefice, M.;** *Inter-modulation Products Generation from Carbon Fibre Reflector Antennas*, Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1985, Vol. 1, pp. 153-156, Vancouver, Canada, June 1985.
- [63] **Dang, Zhimin et al.;** *Dielectric Properties of Carbon Fiber filled Low-Density Polyethylene*, Journal of Applied Physics, Vol. 93, No. 9, pp. 5543-5545, May 2003.
- [64] **Andrew Corporation;** *HELIAX Coaxial Cable for Low Intermodulation Generation*, Special Publication SP30-27, p. 1, June 1996.
- [65] **Brown, A.K.;** *Passive Intermodulation Products in Antennas – An Overview*, IEE Colloquium on Passive Intermodulation Products in Antennas and related Structures, Digest No. 1989/94, pp. 1/1-1/3, June 1989.
- [66] **Bolli, Pietro et al.;** *Passive Intermodulation on Large Reflector Antennas*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 44, No. 5, pp. 13-20, October 2002.
- [67] **Summitek Instruments;** *Passive Intermodulation Measurement Techniques*, Englewood USA, sítio web: www.summitekinstruments.com
- [68] **Lui, P.L.; Rawlins, A.D.;** *Passive Non-Linearities in Antenna Systems*, IEE Colloquium on Passive Intermodulation Products in Antennas and related Structures, Digest No. 1989/94, pp. 6/1-6/7, June 1989.

- [69] **Schennum, G.H.; Rosati, G.;** *Minimizing Passive Intermodulation Product Generation in High Power Satellites*, Proceedings of the IEEE Aerospace Applications Conference 1996, Palo Alto CA, USA, Vol. 3, pp. 155-164, February 1996.
- [70] **Kudisia, C.M. et al.;** *A High Power Low Passive Intermodulation (PIM) UHF Duplexer for Space Application*, MTT-S International Symposium Digest, Vol. 79, No. 1, pp. 437-439, April 1979.
- [71] **Hall, W.J. et al.;** *The Control of Passive Intermodulation Products in Spacecraft Antennas*, IEE Colloquium on Passive Intermodulation Products in Antennas and related Structures, Digest No. 1989/94, pp. 2/1-2/6, June 1989.
- [72] **Anritsu;** *Solving Your Radio Frequency Interference Problems*, Application Note – MS2721A Spectrum Master, Document Category No. 11410-00388, Rev. A, USA, 2006.
- [73] **Carvalho, Nuno Borges; Madureira, Raquel Castro;** *Intermodulation Interference in the GSM/UMTS Bands*, III Conferência de Telecomunicações, Figueira da Foz, Abril 2001.
- [74] **OFCOM – Office of Communications UK;** *Code of Practice for Radio Site Engineering: MPT 1331*, UK, June 2001, *sítio web:* www.ofcom.org.uk
- [75] **Telecomunicazioni Ferrara – RVR Group;** *General Catalog – FM Antenna Systems & Accessories*, Italy, *sítio web:* <http://www.telecfe.it>